

Ein Beitrag zur Schätzung des Ankerhubs schaltender Elektromagnete auf Basis gemessener $\Psi(I)$ -Kennlinien unter besonderer Berücksichtigung von magnetischen Nichtlinearitäten und Wirbelstromeinflüssen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur
(Dr.-Ing.)**

vorgelegt der
Fakultät für Maschinenbau der
Technischen Universität Ilmenau

von Herrn
M. Sc. Tobias Kellerer

Tag der Einreichung: 24.08.2016

Tag der öffentlichen Aussprache: 05.05.2017

Gutachter	AOR Priv.-Doz. Dr-Ing. habil. Tom Ströhla	Technische Universität Ilmenau
	Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Hoffmann	Technische Universität Ilmenau
	Prof. Dr.-Ing. Johannes Reuter	Hochschule Konstanz

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand in den Jahren 2010 bis 2016 während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Mechatronik, der Fakultät für Maschinenbau an der Technischen Universität Ilmenau. In dieser Zeit bearbeitete ich zahlreiche Drittmittelthemen für verschiedenste Elektromagnethersteller (automotiv und industrial) zur messtechnischen Charakterisierung von unterschiedlichen Elektromagneten auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Untersucht wurden dabei unter anderem Serienstreuung (Fertigungs- und Materialschwankungen), Einflüsse von Materialveränderungen und Maßnahmen zur Verringerung der Schaltzeit und zur Wirbelstromunterdrückung. Allen Projektpartnern, vor allem Herrn Dipl.-Ing. Marco Beier, möchte ich für die gute Zusammenarbeit danken.

Mein besonderer Dank gilt Herrn AOR Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Tom Ströhla, der diese Arbeit ermöglichte und förderte.

Den Mitarbeitern des Fachgebiets Mechatronik möchte ich danken. Dies gilt insbesondere Herrn AR Dr.-Ing. Oliver Radler. Die für diese Arbeit verwendete Messhardware baut auf den Ergebnissen seiner Dissertation auf. Für die Bereitschaft zur Unterstützung bei der Anpassung und dem Aufbau der Elektronik der Messhardware sowie der konstruktiven Umsetzung der Demonstratoren gebührt ihm besonderer Dank.

Auch danke ich auch Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Hoffmann und Prof. Dr.-Ing. Johannes Reuter für die Übernahme der Berichterstattung.

Ilmenau, im Mai 2017

Tobias Kellerer

Kurzfassung

Elektromagnete sind elektro-magneto-mechanische Energiewandler mit großer technischer Verbreitung. Sie werden typischerweise dazu eingesetzt, eine Linearbewegung im Bereich von wenigen Mikrometern bis wenigen Millimetern zu actuieren. In dieser Funktion haben Elektromagnete unter anderem große Verbreitung als Antrieb für Ventile gefunden. Durch das Schalten eines Elektromagneten wird das Ventil geöffnet bzw. geschlossen. Dabei ist der Anker, das bewegte Teil des Magneten, mit der Ventilmembran bzw. mit dem Ventilkolben, also dem beweglichen Teil des Ventils, verbunden. Somit hat der Hub des Magneten wesentlichen Einfluss auf die Ventilcharakteristik. Aufgrund hoher Integration ist es bei vielen Ventilen schwer möglich den Ventilhub optisch oder mechanisch zu messen.

Die Messung und Interpretation des Schaltverhaltens von Elektromagneten auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie stellt eine Methode dar, mit der durch alleinige Messung von Spannung und Strom an der Erregerspule des Elektromagneten viele Informationen über das Verhalten eines Elektromagneten gewonnen werden können. In dieser Arbeit wird untersucht, in wieweit der Ankerhub allein anhand der $\Psi(I)$ -Kennlinie eines schaltenden Elektromagneten ermittelt werden kann. Dazu wird die Änderung der magnetischen Energie während des Schaltvorgangs geschätzt und daraus der Ankerhub ermittelt. Die bestehende Definition der magnetischen Energie und Koenergie im $\Psi(I)$ -Diagramm wird auf Kennlinien mit Hysterese- und Wirbelstromeinflüssen übertragen. Um den Ankerhub zu ermitteln ist es notwendig, Teile der gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie des schaltenden Elektromagneten zu extrapolieren. Vielfältige Einflüsse auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie, die die Extrapolation erschweren werden systematisch untersucht. Es wird gezeigt, dass diese Einflüsse zum einen messtechnischer Natur sind und durch geeignete Messregime minimiert werden können. Derartige Regime werden erarbeitet und die wesentlichen Einflussmöglichkeiten herausgestellt. Zum anderen wird gezeigt wie Material- und Geometrieeffekte des Magneten und deren Kombination die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie beeinflussen und für zusätzliche Krümmungswechsel sorgen, die die Extrapolation erschweren.

An einem ausgewählten Demonstrator mit geringen Störeinflüssen wird die Ankerhubmessung exemplarisch durchgeführt und der Ansatz zur Bestimmung des Ankerhubs für einen Spezialfall bestätigt.

Abstract

An electromagnet is a popular electro-magneto-mechanical device to convert electric energy into mechanical force and displacement. It is typically used to actuate a linear movement in the range of a few micrometers to a few millimeters. One typical application of electromagnets is to drive valves. The valve is opened or closed by switching the electromagnet. Therefore the armature is connected to the valve's membrane or piston. Thus, the stroke of the electromagnet has an influence on the characteristics of the valve. Due to a high integration, it is most often difficult to measure the valve's stroke optically or mechanically.

It is possible to get plenty of information on the switching characteristics of a solenoid based on the $\Psi(I)$ characteristic curve. Therefore it is only necessary to measure current and voltage of the field coil. The aim of this thesis is to investigate to what extent the armature stroke can be estimated base on the $\Psi(I)$ characteristic curve of a switching solenoid. For this purpose, the change in magnetic energy is estimated during the switching operation. The armature stroke is calculated from this energy. The existing definition of magnetic energy and coenergy in the $\Psi(I)$ characteristic curve is transmitted to characteristics influenced by hysteresis and eddy currents. To determine the armature stroke, it is necessary to extrapolate parts of the measured $\Psi(I)$ characteristic curve of the switching electromagnet. This extrapolation is hindered by many factors. One part of this thesis is devoted to a systematic analysis of factors influencing the shape of the $\Psi(I)$ characteristic. One part of these factors is based on the measuring technique and can be minimized by the measuring routine. Such a technique is developed. Another part is caused by effects of geometry and material of the electromagnet and their combination. They are causing ripple in the $\Psi(I)$ characteristics, which are making it difficult to extrapolate the characteristic curve.

To confirm the concept for determination of the armature stroke, measurements were carried out using a demonstrator. The demonstrator was chosen in respect of good possibilities for measuring $\Psi(I)$ characteristic curves with low disturbing effect of geometry and material.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Kurzfassung	v
Abstract	vii
Verzeichnis verwendeter Symbole und Abkürzungen	xiii
Formelzeichen	xiii
Abkürzungen	xv
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Stand der Technik	2
1.2.1 Elektromagnete	2
1.2.2 Ankerhubbestimmung	3
1.3 Präzisierung der Aufgabenstellung	5
2 Das dynamische Verhalten von Elektromagneten	7
2.1 Schaltzeiten	7
2.2 Alternative Bezeichnungen der Schaltzeiten	10
2.3 Ansteuerung von Elektromagneten	11
2.4 Bezeichnung anderer Größen: Spannung, Strom und magnetischer Fluss . . .	13
2.5 Prellen	15
2.6 Analogie zur Regelungstechnik	17
2.7 Gedanken aus messtechnischer Sicht	17
2.8 Die $\Psi(I)$ -Kennlinie	18
2.9 Hysterese	20

3	Messtechnik zur Bestimmung der $\Psi(I)$-Kennlinie	25
3.1	Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie nach der Induktionsmethode	25
3.2	Mögliche Ummagnetisierungszeitverläufe	27
3.3	Messhardware mit Stromregelung	30
3.4	Erweiterung der Messhardware um eine Flussregelung	30
3.5	Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Spannungseinprägung	32
3.6	Offsetkompensation mittels Symmetriebedingung	33
3.7	Vereinfachte statische Betrachtung	37
3.7.1	Die statische $\Psi(I)$ -Kennlinie	37
3.7.2	Erfassung der statischen $\Psi(I)$ -Kennlinie	37
3.8	Demonstratoren	42
3.8.1	Ringkernprobe	42
3.8.2	Messung der Magnetisierungskurve mit einem Topfadapter	43
3.8.3	Demonstratormagnet	48
4	Entwicklung eines Testansteuerprofils durch Analyse der Einflussfaktoren auf die $\Psi(I)$-Kennlinie	51
4.1	Unipolare und bipolare Erregung	51
4.2	Einfluss der Ummagnetisierungsgeschwindigkeit	52
4.3	Temperatureinfluss	53
4.4	Einfluss der Signalform	54
4.4.1	Theoretische Überlegung	54
4.4.2	Beispielmessung an einer Ringkernprobe	55
4.5	Wirbelstromverhältnisse zu Beginn der Messperiode	58
4.6	Erregungsprofil zur Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie	59
4.7	Einfluss der Signalform der Erregung auf die Messunsicherheit	61
4.7.1	Theoretische Überlegung	61
4.7.2	Messtechnische Verifikation am Beispiel	62
4.8	Einfluss der Windungszahl	68
4.9	Nomenklatur markanter Punkte der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Verwendung von Testansteuerprofilen	69
4.10	Vergleich von Strom- und Flussregler	70
5	Betrachtung des Verhaltens von Elektromagneten ohne Hysterese und raten-abhängige Effekte	73
5.1	Energiebetrachtungen im magnetischen Kreis	73
5.2	Scherung der Kennlinie	79
5.2.1	Grundgedanke	79
5.2.2	Erweiterung des Grundgedanken	81
5.2.3	Einschränkung des Grundgedanken	83
6	Betrachtung des dynamischen Verhaltens von Elektromagneten	85
6.1	Definition der magnetischen Energie im $\Psi(I)$ - Kennlinienfeld mit Hysterese .	85
6.2	Einfluss von Wirbelströmen	89
7	Induktivität	93

7.1	Statische nichtlineare Induktivität	93
7.2	Nichtlineare und hysteresebefahene Induktivität	96
7.3	Induktivität eines Bauteils mit Wirbelströmen	97
8	Modellierung und Extrapolation der Magnetisierungskurve	101
8.1	Abbildung des Schaltens eines Elektromagneten in der $\Psi(I)$ -Kennlinie	101
8.2	Aussteuerung bis zum gleichen Strom/Fluss	104
8.3	Modellierung der statische B(H)-Kennlinie	106
8.3.1	Bekannte Funktionen zur Approximation der $I(\Psi)$ -Kennlinie	106
8.3.2	Neue Funktion zur Approximation der $I(\Psi)$ -Kennlinie	108
8.4	Statische $\Psi(I)$ -Kennlinie - Knick in der Kommutierungskurve	109
8.4.1	Einfluss von Querschnittsänderungen	110
8.4.2	Einfluss der Kombination unterschiedlicher Ferromagnetika in einem Magnetkreis	116
8.4.3	Beispielmessungen an verschiedenen Elektromagneten	120
8.5	B(H)-Kennlinie unter Berücksichtigung der magnetischen Hysterese	123
8.6	Dynamische $\Psi(I)$ -Kennlinie unter Berücksichtigung des Einflusses der Wir- belströme auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie	124
8.6.1	Messtechnischer Nachweis des Einflusses der Wirbelströme auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie	124
8.6.2	Modellbasierte Abbildung des Einflusses der Wirbelströme	126
8.7	Extrapolation von Abschnitten der $\Psi(I)$ -Kennlinie eines schaltenden Aktors	131
8.7.1	Symbolische Extrapolation	131
8.7.2	Fitten der B(H)-Kennlinie durch Hystereseemodelle	133
8.7.3	Approximation ohne Kenntnis der zweiten Ableitung	134
9	Beispielmessung	139
9.1	Parameter des Demonstrators	139
9.2	Charakterisierung des Beispielmagneten	142
9.3	Beispiel Ankerhubmessung	144
10	Bewertung der Ankerhubmessung auf Basis der $\Psi(I)$-Kennlinie	149
10.1	Messunsicherheit	149
10.2	Potential des vorgestellten Verfahrens zur Bestimmung des Ankerhubs	153
10.3	Übertragbarkeit	154
10.3.1	Proportionalmagnete	154
10.3.2	Reluktanzmotoren	155
11	Zusammenfassung	157
	Quellen	161

Verzeichnis verwendeter Symbole und Abkürzungen

Formelzeichen

Symbol	Beschreibung	Einheit
A	Querschnittsfläche	$[\text{m}^2]$
A_c	Querschnittsfläche der Sekundärspule	$[\text{m}^2]$
A_{Fe}	Querschnittsfläche des Eisens	$[\text{m}^2]$
$Approx$	Approximationsfunktion	
a	allgemeine kontextabhängige Konstante	kontextabhängig
B	magnetische Flussdichte	$[\text{T}] = [\text{Vs}/\text{m}^2]$
b	allgemeine kontextabhängige Konstante	kontextabhängig
c	Federkonstante	$[\text{N}/\text{m}]$
c	allgemeine kontextabhängige Konstante	kontextabhängig
d	Durchmesser	$[\text{m}]$
f	Ummagnetisierungsfrequenz	$[\text{Hz}] = [1/\text{s}]$
F	Kraft	$[\text{N}]$
H	magnetische Feldstärke	$[\text{A}/\text{m}]$
H_c	Koerzitivfeldstärke	$[\text{A}/\text{m}]$
I	elektrischer Strom	$[\text{A}]$
I_A	Ansprechstrom	$[\text{A}]$
I_{Anz}	Anzugsstrom	$[\text{A}]$
I_c	Strom bei Fluss null	$[\text{A}]$
I_E	Messabweichung des elektrischen Stroms	$[\text{A}]$
I_{max}	Maximalaussteuerung des elektrischen Stroms	$[\text{A}]$
I_R	Rückstellstrom	$[\text{A}]$
k	Spannungsverhältnis an einer Induktivität	
L	Induktivität	$[\text{H}] = [\text{Vs}/\text{A}]$
L_d	differentielle Induktivität	$[\text{H}] = [\text{Vs}/\text{A}]$
L_m	magnetische Induktivität	$[\text{A}/\text{V}]$

Symbol	Beschreibung	Einheit
M	Magnetisierung	[A/m]
MFF	Kraftstoffmassenstrom (fuel mass flow)	[kg/s]
N	Windungszahl	
N_p	Primärwindungszahl	
N_s	Sekundärwindungszahl	
P_v	Verlustleistung	[W]
R	elektrischer Widerstand	[Ω]
R_{Cu}	ohmscher Widerstand der Spule	[Ω]
R_E	Messabweichung des ohmschen Widerstands	[Ω]
R_{Fe}	magnetischer Widerstand des Eisenkreises	[A/(Vs)]
R_m	magnetischer Widerstand	[A/(Vs)]
R_δ	magnetischer Widerstand des Luftspalts	[A/(Vs)]
T	Periodendauer	[s]
t	Zeit	[s]
t_1	Anzugszeit	[s]
t_{11}	Ansprechverzugszeit	[s]
t_{12}	Hubzeit	[s]
t_2	Abfallzeit	[s]
t_{21}	Abfallverzug	[s]
t_{22}	Rücklaufzeit	[s]
U	elektrische Spannung	[V]
U_A	Ansprechspannung	[V]
U_{Anz}	Anzugsspannung	[V]
U_E	Messabweichung der elektrischen Spannung	[V]
U_{ind}	induzierte elektrische Spannung	[V]
U_p	Primärspannung	[V]
U_R	Rückstellspannung	[V]
U_R	Spannungsabfall aufgrund von ohmschen Widerstand	[V]
W_{mag}	magnetische Energie	[Ws]
W_{mag}^*	magnetische Co-Energie	[Ws]
W_v	Ummagnetisierungswärme	[Ws]
Zf	Zielfunktion	
δ	Luftspaltlänge	[m]
μ	Permeabilität	[Vs/(Am)]
μ_0	Permeabilität des Vakuums	[Vs/(Am)]
μ_r	relative Permeabilität	
Φ	magnetischer Fluss	[Wb] = [Vs]
Φ_A	magnetischer Ansprechfluss	[Wb] = [Vs]
Φ_{Fe}	magnetischer Fluss durch die Probe	[Wb] = [Vs]
Φ_{Luft}	Luftfluss	[Wb] = [Vs]
Φ_{Sec}	magnetischer Fluss in der Sekundärspule	[Wb] = [Vs]
Φ_R	magnetischer Rückstellfluss	[Wb] = [Vs]
Ψ	verketteter magnetischer Fluss	[Wb] = [Vs]
Ψ_A	verketteter magnetischer Ansprechfluss	[Wb] = [Vs]

Symbol	Beschreibung	Einheit
Ψ_{\max}	Maximalaussteuerung des verketteten magnetischen Flusses	[Wb] = [Vs]
Ψ_R	verketteter magnetischer Rückstellfluss	[Wb] = [Vs]
Ψ_δ	verketteter magnetischer Fluss durch den Arbeitsluftspalt	[Wb] = [Vs]
Ψ_σ	verketteter magnetischer Streufluss	[Wb] = [Vs]
ρ	spezifischer elektrischer Widerstand	$[\Omega \text{ mm}^2/\text{m}]$
ρ_m	magnetische Energiedichte	[J/kg]
Θ	magnetische Durchflutung	[A]

Abkürzungen

Abkürzung	Beschreibung
ADC	Analog-Digital-Umsetzer
DAC	Digital-Analog-Umsetzer
FEM	Finite-Elemente-Methode
FPGA	Field Programmable Gate Array (Integrierter Schaltkreis mit beim Kunden programmierbarer Logikgatter Anordnung)
GFK	Glasfaserverstärkter Kunststoff
PI-Regler	Reglerstruktur bestehend aus den Anteilen des P-Gliedes (proportionalen Anteil) und des I-Gliedes (Integrierer)
PID-Regler	Reglerstruktur bestehend aus den Anteilen des P-Gliedes (proportionalen Anteil), des I-Gliedes (Integrierer) und des D-Gliedes (Differenzierer)
PWM	Pulsweitenmodulation

KAPITEL 1

Einleitung

1.1 Motivation

Elektromagnete sind als elektro-magneto-mechanische Energiewandler weit verbreitet und haben dadurch große technische und wirtschaftliche Bedeutung. Sie werden einerseits als Sonderanfertigung und in Kleinserien eingesetzt, andererseits werden sie als hoch integrierte und optimierte Aktoren in Großserie, z.B. für Ventilanwendungen, gebaut. Für diese Anwendung ist eine Bestimmung des Arbeitsluftspalts von besonderem Interesse, da dieser direkt mit dem Ventillhub zusammenhängt. Eine möglichst genaue Einstellung und Überwachung des Ventilhubs ermöglicht ein exaktes Schalten des Ventils. Wird der Elektromagnet als Aktor eines Einspritzventils einer Verbrennungskraftmaschine eingesetzt, kann über eine exakte Bestimmung des Ankerhubs die eingebrachte Treibstoffmenge besser überwacht werden und damit eine Kraftstoffersparnis erreicht werden. Dies ist vor ökonomischem und ökologischem Hintergrund besonders erstrebenswert und ist ein Schritt zur Umsetzung der Energieeffizienz-Richtlinie des Europäischen Parlaments und des Rates, Richtlinie 2012/27/EU [Eur12]. Des Weiteren werden Elektromagnete zur Aktuierung von Ventilen in der Mobilhydraulik oder in Prozessventilen eingesetzt. Die Kenntnis des exakten Aktorhubs ermöglicht eine genaue Ansteuerung und Prozessführung und damit hohe Prozesssicherheit. Durch Überwachung des Ankerhubs im Betrieb kann das Condition Monitoring eines Ventils

verbessert werden, wodurch die Wahrscheinlichkeit eines kostenintensiven Ausfalls verringert wird. Aufgrund der hohen Integration ist es bei vielen Aktoren nicht möglich den Ankerhub bzw. den Ventilhub mechanisch (durch Antasten) bzw. optisch zu erfassen. Oft wird anhand gemessener Ventilcharakteristiken, Öffnungs- und Schließzeiten auf den Ventilhub geschlossen. Dieses Verfahren ist praktikabel, da es summarisch alle Einflüsse auf das Ventil erfasst und als integrale Größe deren Einfluss auf das interessierende Ventilverhalten beschreibt. Allerdings ist dies ungeeignet, wenn anhand dieser Größe eine Prozesssteuerung oder eine Optimierung bzw. Analyse der einzelnen Wandlungsschritte im Ventil vorgenommen werden soll. Hier ist es hilfreich, wenn der Arbeitsluftspalt erfasst werden kann.

1.2 Stand der Technik

1.2.1 Elektromagnete

Elektromagnete sind elektro-magneto-mechanische Ennergiewandler auf Basis der Reluktanzkraft. Sie werden vorrangig als Antriebselement zur Erzeugung von Bewegungen mit begrenztem Hub eingesetzt. Grundsätzlich besteht ein Elektromagnet aus mindestens einer Spule zur Erzeugung eines magnetischen Feldes und ferromagnetischen Bauteilen, die der magnetischen Flussführung dienen. Zwischen den unbewegten Bauteilen der Flussführung, Joch genannt, und den bewegten Bauteilen der Flussführung, Anker genannt, gibt es mindestens einen Luftspalt, der durch gewünschte und konstruktiv begünstigte Bewegung verändert werden kann und damit die Reluktanz des Magnetkreises verändert. Dieser Luftspalt wird Arbeitsluftspalt genannt. Andere konstruktiv notwendige Luftspalte, die primär nicht der Krafterzeugung dienen, werden parasitäre Luftspalte genannt. Dabei kann zwischen Elektromagneten mit linearer oder rotatorischer Bewegung des Ankers unterschieden werden. Weiterhin werden Elektromagnete anhand der Form des Jochs in E-Magnete, U-Magnete und Topfmagnete, sowie nach der Lage des Luftspalts in Flachanker- und Tauchankermagnete eingeteilt. Es gibt Elektromagnete mit nur einem Arbeitsluftspalt, wie zum Beispiel den Tauchankertopfmagnet, Elektromagnete mit zwei Arbeitsluftspalten wie zum Beispiel den Flachanker-U-Magnet und Elektromagnete mit mehr als zwei Arbeitsluftspalten, wie zum Beispiel der Flachanker-E-Magnet. Weiterhin können Elektromagnete nach der Art der Erzeugung des magnetischen Feldes in Gleichstrommagnete, Wechselstrommagnete und Impulsmagnete (polarisierte Elektromagnete) eingeteilt werden. [KEQ⁺08]

Als Ankerhub wird allgemein der zwischen Hubanfangslage und Hubendlage zurückgelegte Weg bezeichnet.

Im Rahmen dieser Arbeit werden ausschließlich neutrale Gleichstrommagnete untersucht. In der folgenden Arbeit wird der einfacheren Lesbarkeit halber nur das Wort Elektromagnet verwendet. Gemeint ist immer der neutrale Gleichstrommagnet.

1.2.2 Ankerhubbestimmung

Auf Basis gemessener Spannungs- und Stromprofile ist es möglich, die elektro-magneto-mechanische Energiewandlung zu charakterisieren, ohne die Einflüsse der Ventilgeometrie und Schaltflanken des Ventils mit zu erfassen [Rad11]. Die so bestimmte $\Psi(I)$ -Kennlinie ist ebenfalls eine integrale Größe und beschreibt viele Einflussfaktoren. Trotzdem ist es möglich, mit geeigneten Algorithmen auf die Änderung des Arbeitsluftspalts während des Schaltvorgangs zu schließen. Diese Methoden werden im Rahmen der vorliegenden Arbeit vorgestellt und untersucht.

Der Vorteil einer unmittelbaren mechanischen Kopplung zwischen Stell- und Messeinrichtung bei sensorlosen Systemen bringt nach Pawelczak [Paw04] den Nachteil einer elektrischen Kopplung von Stell- und Messsignal mit sich. Im Gegensatz zu einem Sensorelement, das innerhalb eines weitgehend linearen Arbeitsbereiches betrieben wird, muss bei einem kombinierten Sensor-Aktor-System das Großsignalverhalten betrachtet werden. Im Gegenzug dazu ist das Abbesche Komparatorprinzip erfüllt. Dieses Grundprinzip der Längenmessung besagt, dass die zu messende Strecke und die Maßverkörperung in einer Linie liegen sollen, um Kippfehler erster Ordnung zu vermeiden. Dies ist bei der Nutzung von inneren sensorischen Effekten implizit der Fall. Bei Elektromagneten kann es zu einer Verkipfung des Ankers kommen. Sind bei einem Elektromagnet mit mehr als einem Luftspalt, die Luftspalte magnetisch in Reihe, wird allerdings die Summe aus allen Luftspalten gemessen, wodurch auch dieser Fehler unerheblich ist.

Weiterhin stellt Pawelczak [Paw05] bei der Untersuchung der Vorteile der Nutzung inhärenter Messeffekte von Aktoren die These auf, dass die Nutzung innerer sensorischer Effekte verschleißfrei sei, da keine Sensoren zusätzlich eingebaut werden. Dabei vernachlässigt er, dass Veränderungen des Aktors aufgrund von Verschleiß am Aktor ebenfalls die Qualität des Sensoreffekts erheblich einschränken können. Auch Ronchi [RRT02] und Butzmann [BMK00] beschreiben Vorteile durch sensorlose Ankerhubmessung für die Positionsregelung insbesondere beim Softlanding. Jene Untersuchungen wurden an einem Doppelhubmagnet durchgeführt.

Im Bereich der Automatisierungstechnik und Prozessautomatisierung sowie in der Verfahrenstechnik wird zunehmend Wert auf selbstüberwachende Systeme gelegt [DIN06]. Aktuell

wird in der Forschung viel Energie in die Schätzung des Arbeitsluftspalts von Elektromagneten im Proportionalbetrieb gesteckt. Auch für schaltende Magneten ist es interessant, den zurückgelegten Weg zu detektieren. Ziel ist es dabei, die Änderungen des Arbeitsluftspalts bedingt durch Fertigungstoleranzen zu erfassen und evtl. durch geeignete Justage zu kompensieren. Außerdem ist es von Interesse, die Änderungen des Arbeitsluftspalts aufgrund von Verschleiß zu überwachen und die Ansteuer- und Prozessparameter entsprechend nachzuführen.

Der Grundgedanke der Bestimmung des Ankerhubs aus Spulenstrom und Spulenspannung wird in vielen Patentschriften bereits beschrieben [KS08]. Es gibt in der Literatur verschiedene Ansätze zur Bestimmung des Arbeitsluftspalts von Elektromagneten [Paw05].

Ein anderer vielversprechender Ansatz basiert auf der Methode der Kosimulation. Dabei wird das gesamte elektrische, magnetische und mechanische System in einem Modell abgebildet. Mittels eines Beobachters kann die Position des Ankers geschätzt werden. Die Forschergruppe Reuter, Straußberger und Braun untersucht diesen Ansatz mit verschiedenen Modellansätzen [BSR15], [BSRP15], [Str14], [Hoa05].

Ein weiterer Ansatz basiert auf der Bestimmung der differentiellen Induktivität. Anhand eines im Vorhinein bekannten Kennfeldes der differentiellen Induktivität in Abhängigkeit von der Ankerposition kann die Position des Ankers bestimmt werden [HS14b], [Glü13], [DK12], [RC04], [MS02], [RCL96]. Bei Aktoren, deren Stromregelung mittels Pulsweitenmodulation (PWM) erzeugt wird, kann die differentielle Induktivität anhand der Stromanstiegsgeschwindigkeit bzw. der Stromwelligkeit bestimmt werden [DK09], [TD99]. Dieser Ansatz findet besonders bei der sensorlosen Ansteuerung von geschalteten Reluktanzmotoren Anwendung.

Ein dritter Ansatz basiert auf der Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie während des Schaltens des Elektromagneten. Durch Vergleich mit hinterlegten $\Psi(I)$ -Kennlinien des Aktors im abgefallen und angezogenen Zustand können daraus die Punkte des Bewegungsbeginns und -endes bestimmt werden. Wurde das $\Psi(I)$ -Kennlinienfeld auch für Zwischenpositionen bei festgehaltenem Anker gemessen, kann daraus auf den Ankerhub geschlossen werden.

All diesen Ansätzen ist gemein, dass der zu charakterisierende Aktor im Vorhinein sehr genau bekannt sein muss. Konstruktive Veränderungen am Aktor, Fertigungsstreuungen, Materialstreuungen und Parameterdrift durch Alterung können nur unzureichend berücksichtigt werden.

In Patenten [WF69], [DDM05], [Ber01] wird allgemein die Möglichkeit beschrieben, dass die Position des Ankers aus einer gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie bestimmt werden kann, ohne dabei auf konkretere Ansätze einzugehen.

1.3 Präzisierung der Aufgabenstellung

Aus dem Stand der Technik kann abgeleitet werden, dass ein großes Interesse daran besteht den Ankerhub von schaltenden Elektromagneten zu bestimmen, bei denen der Hub nicht mechanisch oder optisch gemessen werden kann. Dazu existieren vielfältige Ansätze, die die Aufgabe der Bestimmung des Ankerhubs nur teilweise erfüllen. Besonders Parameterstreuung und Parameterdrift können mit den bestehenden Ansätzen ungenügend berücksichtigt werden.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit soll die Möglichkeit diskutiert werden, den Ankerhub eines schaltenden Gleichstrommagneten anhand einer während des Schaltvorgangs gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie auf Basis der Änderung der magnetischen Energie zu bestimmen. Ziel dieser Arbeit ist es, das Potential dieses Ansatzes abzuschätzen. Hierfür sind vielfältige Vorbetrachtungen zum Schaltverhalten von Elektromagneten, zur messtechnischen Erfassung der $\Psi(I)$ -Kennlinie und zu Einflussfaktoren auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie notwendig, um gute Rückschlüsse auf den Ankerhub zu ziehen.

So widmet sich ein erster großer Teil der Arbeit diesen Vorbetrachtungen. Dazu wird zunächst das Schaltverhalten eines Elektromagneten im Normalbetrieb untersucht. Dabei werden relevante Größen, Begriffe und Darstellungsformen sowie deren Einfluss auf das Schaltverhalten dargestellt.

Im Anschluss wird die Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie nach der Induktionsmethode vorgestellt und erweitert, um eine präzise $\Psi(I)$ -Kennlinie für die Auswertung zu erhalten. In diesem Zusammenhang werden auch die verwendeten Demonstratoren beschrieben.

Darauf aufbauend wird ein Testansteuerprofil zur Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie entwickelt, das für die Ankerhubmessung optimiert ist. Hierzu werden die Einflussfaktoren auf die Qualität der $\Psi(I)$ -Kennlinie diskutiert und abgeleitet, wie diese im Testansteuerprofil berücksichtigt werden können.

Im zweiten Teil der Arbeit wird die Theorie zur Bestimmung des Ankerhubs auf Basis gemessener $\Psi(I)$ -Kennlinien erarbeitet. Dazu werden bestehende Definitionen der Energien im magnetischen Kreis im quasistatischen Fall kritisch betrachtet und der Ansatz zur Bestimmung des Ankerhubs hergeleitet.

Der gefundene quasistatische Ansatz wird dann auf reale Ummagnetisierungsvorgänge mit Hysterese- und Wirbelstromeffekten übertragen. Hieraus ergibt sich die Notwendigkeit gewisse Bereiche der $\Psi(I)$ -Kennlinie zu extrapolieren.

Auf geeignete Methoden zur Extrapolation wird eingegangen. Dazu werden Einflussfaktoren, die die Extrapolation erschweren, identifiziert, theoretisch betrachtet und messtechnisch nachgewiesen.

Abschließend wird die Ankerhubbestimmung anhand einer Beispielmessung vorgeführt.

Dabei wird zum einen auf Methoden eingegangen, die $\Psi(I)$ -Kennlinie möglichst exakt zu bestimmen, um so eine gute Grundlage für die Auswertung zu erhalten. Zum anderen werden statische und dynamische Einflussfaktoren auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie untersucht, die mit der Ankerhubbestimmung wechselwirken.

Das dynamische Verhalten von Elektromagneten

2.1 Schaltzeiten

Das dynamische Verhalten von Elektromagneten wird durch viele Faktoren beeinflusst. Ein Großteil davon wird in den folgenden Kapiteln untersucht. Um Elektromagnete geeignet vergleichen und charakterisieren zu können, ist es sinnvoll, markante Punkte im Schaltverhalten zu definieren. Die Norm DIN VDE 0580 [DIN00] definiert die Schaltzeitpunkte, Hübe und andere Parameter von elektromagnetischen Geräten und Komponenten.

Das Schaltverhalten eines Elektromagneten lässt sich beschreiben, indem ein komplettes Arbeitsspiel, welches einen vollständigen Ein- und Ausschaltvorgang umfasst, betrachtet wird. Zu Beginn des Arbeitspiels befindet sich der Anker in der Hubanfangslage, während die Erregerwicklung keinen Strom führt. Mit dem Signal, dass der Elektromagnet anziehen soll, wird eine Spannung $u(t)$ an die Erregerwicklung angelegt. Diese führt dazu, dass der Strom in der Erregerwicklung $i(t)$ nach der elektrischen Differentialgleichung (2.1), verzögert durch die induktive Wirkung der Erregerspule, ansteigt. Im einfachsten Fall gilt

$$u(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} + R_{Cu} \cdot i(t). \quad (2.1)$$

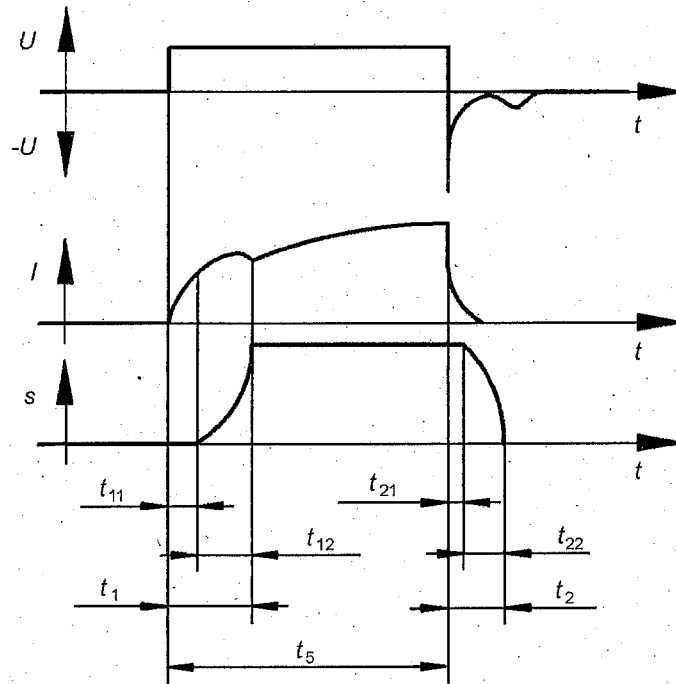


Abbildung 2.1: Anzugs- und Abfallvorgang bei Schaltmagneten [DIN00]

R_{Cu} ist der ohmsche Widerstand der Spule. Der steigende Spulenstrom der Erregerspule und damit über die Windungszahl gekoppelt die steigende magnetische Durchflutung $\Theta(t)$ führen zum Anstieg des magnetischen Flusses $\Phi(t)$ im Eisen. Damit steigt auch der verkettete magnetische Fluss $\Psi(t)$, der über das Produkt aus magnetischem Fluss und der Windungszahl der Spule definiert ist. Der Aufbau des Flusses wird wiederum durch Hystereiseffekte im Eisen und Wirbelströme nach der magnetischen Differentialgleichung verzögert. Zur Beschreibung des Flussaufbaus existieren vielfältige Modelle, die auf unterschiedliche magnetische Differentialgleichungen führen. Stark vereinfacht kann die magnetische Differentialgleichung (2.2) anhand eines Modells mit konzentrierten Parametern beschrieben werden

$$\Theta(t) = L_m \frac{d\Phi(t)}{dt} + \Phi(t) \cdot (R_{Fe} + R_\delta). \quad (2.2)$$

Dazu werden die konzentrierten Parameter magnetische Induktivität L_m zur Abbildung der Wirbelströme, magnetischer Widerstand des Eisens R_{Fe} und magnetischer Widerstand des Luftspalts R_δ verwendet. Mit dem steigenden magnetischen Fluss im Eisen steigt auch der kraftbildende magnetische Fluss im Arbeitsluftspalt und damit die Anzugskraft des Magneten. Übersteigt die magnetische Kraft $f(t)$ die äußeren Gegenkräfte, die zum Beispiel durch Reibung, Rückstellfedern sowie durch zu bewegende Lasten des Elektromagneten

entstehen, beginnt sich der Anker nach der mechanischen Differentialgleichung

$$f(t) = m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + d \frac{dx(t)}{dt} + c \cdot x(t) + F_0 \quad (2.3)$$

bewegen. In dieser vereinfachten Beschreibung mit konzentrierten Parametern beschreibt m die Masse des Ankers, d die Dämpfung und c die Federsteifigkeit. Die Zeit, die vom Anlegen der Spannung bis zum Beginn der Ankerbewegung vergeht, wird Ansprechverzugszeit t_{11} genannt.

Während sich der Spulenstrom, der magnetische Fluss, die Kraft und die Position des Ankers entsprechend der verkoppelten Differentialgleichungen (2.1)-(2.3) ändern, bewegt sich der Anker bis in die Hubendlage. Die Zeit, die vom Beginn der Ankerbewegung bis zum Erreichen der Hubendlage vergeht, wird Hubzeit t_{12} genannt und bildet als Summe mit der Ansprechverzugszeit t_{11} die Anzugszeit t_1 .

Nach Erreichen der Hubendlage ändern sich Spulenstrom, magnetischer Fluss und Magnetkraft weiterhin entsprechend der verkoppelten Differentialgleichung (2.1) und (2.2), während der Anker in der Hubendlage verharret, bis die äußeren Kräfte am Magneten größer sind als die Magnetkraft. Das Zurückprellen des Ankers bei Erreichen der Hubendlage wird in der Norm DIN VDE 0580 [DIN00] nicht berücksichtigt. In dieser Arbeit wird in Abschnitt 2.5 auf das Prellen eingegangen.

Wird ein Elektromagnet im typischen Anwendungsfall betrieben, sinkt die Magnetkraft des Elektromagneten erst unter die äußeren Kräfte, wenn das externe Signal zum Abschalten des Elektromagneten den Abschaltvorgang einleitet. Dabei wird die Spulenspannung in geeigneter Weise abgesenkt, ausgeschaltet oder evtl. sogar negativ angelegt, sodass der Spulenstrom wiederum entsprechend der elektrischen Differentialgleichung (2.1) und der magnetische Fluss nach der magnetischen Differentialgleichung (2.2) sinken. Somit nimmt auch die Kraft des Elektromagneten ab, bis die Magnetkraft unter die äußeren Kräfte sinkt und die Rücklaufbewegung beginnt. Die Zeit vom Ausschalten der Spannung bis zum Beginn der Rücklaufbewegung des Ankers wird Abfallverzugszeit t_{21} genannt.

Während und nach der Rücklaufbewegung laufen wieder die dynamische Änderung in Spulenstrom, magnetischem Fluss und Kraft ab. Die Rücklaufbewegung ist beendet, wenn der Anker die Hubanfangslage wieder erreicht hat. Die Zeit vom Beginn der Rücklaufbewegung des Ankers bis zum Erreichen der Hubanfangslage wird Rücklaufzeit t_{22} genannt. Die Summe aus Abfallverzugszeit und Rücklaufzeit bildet die Abfallzeit t_2 . Nach Erreichen der Hubendlage klingen Spannung, Strom und Fluss entsprechend der Differentialgleichungen (2.1) und (2.2) weiter ab. Das Schaltspiel des Elektromagneten ist beendet, wenn Spannung

und Strom den Wert Null und der Fluss einen stationären Wert erreicht haben. Beginnt ein neues Schaltspiel bevor das vorhergehende beendet wurde, beeinflusst das vergangene Schaltspiel die Schaltzeiten des folgenden zum Teil erheblich.

2.2 Alternative Bezeichnungen der Schaltzeiten

Die vorgestellte Norm DIN VDE 0580 [DIN00] ist praxistauglich und weithin anerkannt. Sie findet Verwendung bei vielen Elektromagneteherstellern [Hub05], [Gru11] und [Mag14] und Fachbüchern [Sch14], [KEQ⁺08].

Im Zusammenhang mit Kraftstoffinjektoren für Verbrennungskraftmaschinen findet diese Nomenklatur kaum Anwendung [FL14]. Weiterhin ist keine herstellerübergreifend einheitliche Bezeichnung ersichtlich. Dies überrascht, da gerade in diesem Bereich aktuell große Forschungs- und Entwicklungsanstrengungen unternommen werden. Ziel ist es, die Dynamik der Injektoren zu verbessern, die tatsächliche Dynamik im Betrieb unter Nutzung der inneren sensorischen Effekte im Betrieb zu messen und dadurch die Einspritzmenge möglichst exakt regeln zu können. Dies ist für moderne Motoren bereits wichtig und wird für zukünftige Motorengenerationen in Anbetracht einer weiteren Reduzierung von Schadstoffemissionen noch wichtiger sein [Den12c].

In den Veröffentlichungen der Robert Bosch GmbH (überwiegend Patente [LSG⁺90], vereinzelt Grundlagenbücher) ist keine einheitliche Begriffsbildung zu finden.

Die Continental AG hingegen verwendet die Bezeichnungen OPP 1 bis OPP 4 nach Abbildung 2.2 [BDHS15], [HS14a], [Den12a]. Diese Betrachtung bezieht sich auf das Bewegungs- bzw. Öffnungsverhalten des Ventils. Es gibt verschiedene Bauformen eines Kraftstoffinjektors. In der einen Bauform ist die Ventalnadel fest mit dem Anker verbunden. In diesem Fall stimmen die Punkte OPP1 bis OPP4 mit der Ankerbewegung überein. Demzufolge entspricht Δt_{OPP1} der Anzugsverzugszeit, Δt_{OPP2} der Anzugszeit, Δt_{OPP3} der Abfallverzugszeit und Δt_{OPP4} der Rücklaufzeit nach DIN VDE 0580 [DIN00].

Im Gegensatz dazu werden beim neueren Aktorkonzept [JSN⁺11] Anker und Ventalnadel so miteinander verbunden, dass ein mechanisches Spiel eine Relativbewegung zwischen Anker und Ventalnadel in Bewegungsrichtung zulässt. In diesem Fall ist die Übertragbarkeit der Schaltpunkte nicht gegeben.

Die Norm SAEJ 2715 [Soc07], die sich mit dem Schaltverhalten von Kraftstoffinjektoren beschäftigt, bezeichnet allgemein das Schaltverhalten für Injektoren mit SOF und EOF (Start of Fuel/ End of Fuel), ohne auf den Magneten speziell einzugehen.

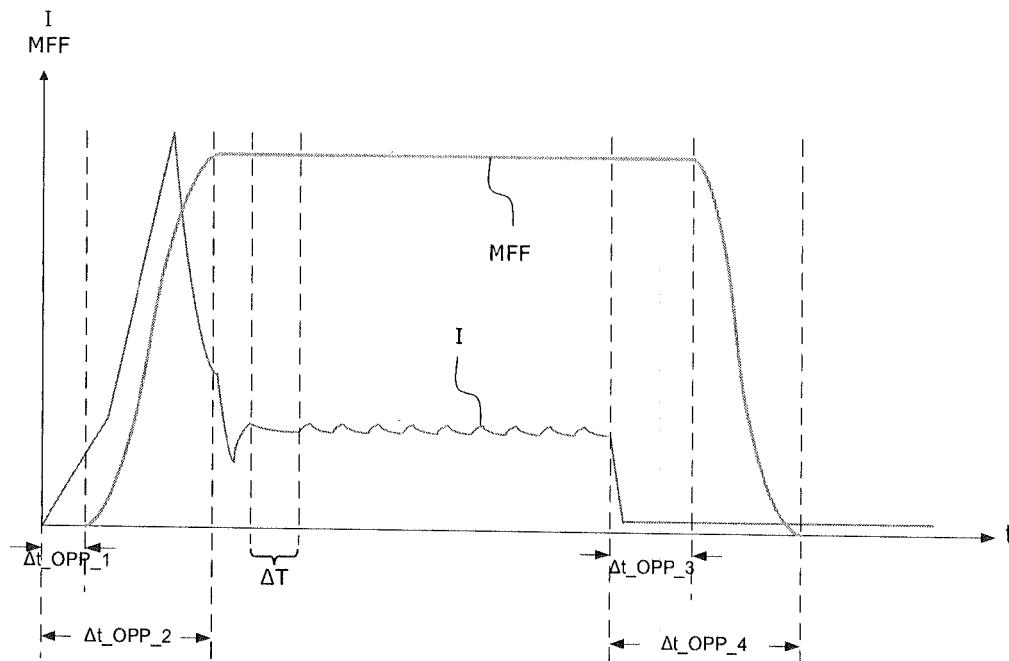


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung des typischen zeitlichen Verlaufs von Spulenstrom I und resultierendem Kraftstoffmassenstrom (fuel mass flow) MFF , sowie der markanten Schaltpunkte $OPP1 - OPP 4$ [Den12a]

2.3 Ansteuerung von Elektromagneten

Das Schaltverhalten des Elektromagneten wird wesentlich vom zeitlichen Verlauf der Spannung der Erregerwicklung beeinflusst. In Abbildung 2.1 werden die Schaltzeiten nach DIN VDE 0580 [DIN00] am Beispiel mit konstanter Spulenspannung gezeigt. Diese Ansteuerungsmethode verursacht in der elektronischen Schaltungstechnik den geringsten Aufwand und wird für Relais und einfache Pneumatik- und Hydraulikventile, mit vergleichsweise geringen Anforderung an die Schaltdynamik, eingesetzt.

Eine höhere Dynamik kann erreicht werden, wenn die Spulenspannung nicht konstant gehalten, sondern dazu genutzt wird auf den Spulenstrom zu regeln. Da sich der Strom durch eine Induktivität nicht sprunghaft ändern kann, sind der Realisierbarkeit einer idealen Strom-einprägung bzw. Stromregelung physikalische Grenzen gesetzt. Die angelegte Spannung ist kurz nach dem Einschaltzeitpunkt maximal, sodass der Spulenstrom schnell ansteigt und früh seinen stationären Endwert erreicht. Hierdurch steigt auch der magnetische Fluss und damit verbunden die Magnetkraft schneller an, bzw. fällt schneller ab, wodurch ein schnelleres Schaltverhalten erreicht wird. Ist der Nennstrom erreicht, senkt der Stromregler die

Spulenspannung, sodass die Erregerspule vor Überhitzung durch zu großen Strom geschützt ist.

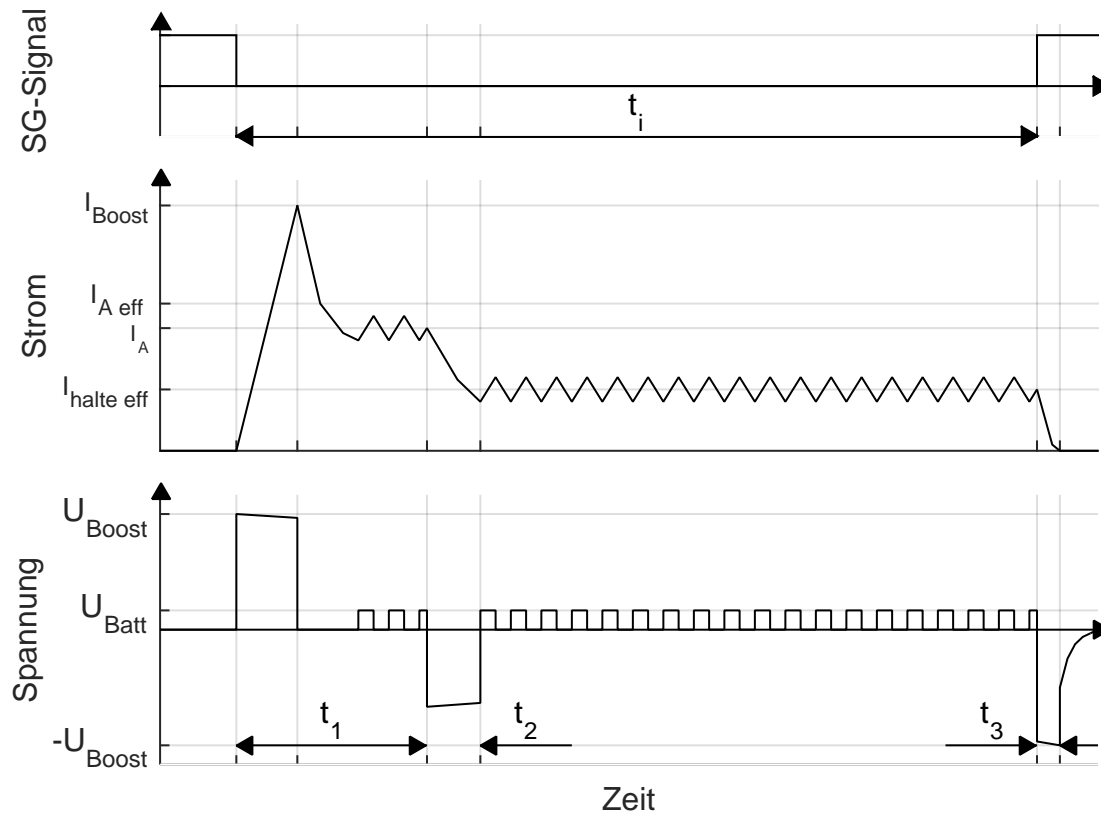


Abbildung 2.3: Typisches Ansteuerprofil eines Einspritzventils [Kei04]

Eine noch bessere Dynamik kann durch einen Flussregler erreicht werden, da hier direkt auf die kraftbildende Größe, den mittleren magnetischen Fluss, geregelt wird. In diesem Fall steigt kurz nach dem Einschaltzeitpunkt nicht nur die Spulenspannung, sondern auch der Spulenstrom, auf ihren Maximalwert an um einen möglichst schnellen Flussanstieg zu erreichen. Ist der maximale Fluss erreicht, wird der Spulenstrom vom Regler gesenkt, sodass der Fluss nicht weiter ansteigt. Ein weiterer Anstieg des Flusses ist für den Magnetkreis nicht gefährlich. Allerdings bedingt ein großer Fluss einen hohen Spulenstrom, der im Dauerbetrieb unter Umständen zum thermischen Versagen der Erregerspule führt. Während dieser kurzen Einschaltphase liegt der Spulenstrom über dem zulässigen Dauerstrom und wird nun schnell abgesenkt. Ebenso wird dabei die Erregerspannung gesenkt. Die Flussregelung gestaltet sich insofern schwierig, als hierfür eine Flussmessung bzw. -schätzung benötigt wird. Diese erfordert zusätzliche Sensoren oder einen Algorithmus zur Schätzung bzw. Beobachtung des magnetischen Flusses.

Das Ansteuerstromprofil von Kraftstoffinjektoren lässt sich abstrakt als Flusssteuerung mittels Stromregelung interpretieren. Exemplarisch ist in Abbildung 2.3 ein typisches Ansteuerprofil eines Einspritzventils dargestellt. Der notwendige Stromverlauf, der sich bei einer Flussregelung ergeben würde, wird simulativ oder experimentell bestimmt und als Sollstromverlauf für den Stromregler vorgegeben. Im Ergebnis hat sich ein Stromverlauf herauskristallisiert, der mittlerweile große Verbreitung bei der Ansteuerung von Einspritzventilen für Verbrennungskraftmaschinen und anderen Elektromagnetanwendungen mit hohen Dynamikanforderungen gefunden hat. In einer sogenannten Boostphase unmittelbar nach dem logischen Schaltimpuls wird auf einen großen Booststrom geregelt. Dieser wird nur eine definierte kurze Zeit gehalten. Danach wird der Sollstrom typischerweise zweistufig auf den Haltestrom abgesenkt.

Eine Alternative stellt eine echte Flussregelung dar. Diese schlägt Nehl [NGD07] vor. Die größte Herausforderung an diesem Vorschlag ist die Messung des magnetischen Flusses. Diese sollte im Idealfall ohne die Verwendung zusätzlicher Sensoren möglich sein. Als Ausweichvariante schlägt er die Verwendung einer zusätzlichen Flussmesswicklung vor. Auf die Flussmessung wird in Kapitel 3.1 näher eingegangen. Dem Thema der Flussregelung widmet sich das Kapitel 3.4.

2.4 Bezeichnung anderer Größen: Spannung, Strom und magnetischer Fluss

Es wurde gezeigt, dass die Schaltzeitpunkte aufgrund von verzögernden Effekten vom zeitlichen Verlauf der Ansteuerung abhängig sind. Daher sind diese Werte nur in Kombination mit dem Ansteuerprofil aussagekräftig.

Nach DIN VDE 0580 [DIN00] sind auch die Spannungen und Ströme in den markanten Schaltpunkten definiert, die zur Veranschaulichung in Abbildung 2.5 dargestellt sind. So geben der Ansprechstrom I_A bzw. die Ansprechspannung U_A denjenigen Strom bzw. Spannung an, der erforderlich ist, den Anker ausgehend von der Hubanfangslage in Bewegung zu setzen. Der Anzugsstrom I_{Anz} bzw. die Anzugsspannung U_{Anz} bezeichnet den Strom bzw. Spannung die erforderlich ist, den Anker in die Hubendlage zu bewegen.

Ebenso geben Rückstellstrom I_R bzw. Rückstellspannung U_R den Strom bzw. die Spannung an, bei welcher der Anker von der Hubendlage in die Hubanfangslage zurückkehrt. Die Betrachtung nach DIN VDE 0580 [DIN00] sind sehr allgemein. Sie versucht allgemein gültige

Parameter für möglichst alle Magnetbauformen zu finden. Dazu ist anzumerken, dass die Parameter bzw. ihre Aussagekraft von der Magnetbauform abhängen.

Bei einem Proportionalmagnet ist es möglich, die Spannung an der Erregerspule quasistatisch zu erhöhen und nach Erreichen der Nennspannung wieder abzusenken. Dabei ist es möglich, die quasistatische Änderung von Strom und Position zu erfassen und damit Ansprech- und Anzugsstrom bzw. -spannung zu erfassen. Da sich der Anker beim quasistatischen Absenken der Spannung beim Proportionalmagnet ebenfalls quasistatisch zurückbewegt, kann die Rückstellspannung nur entweder den Bewegungsbeginn oder das Bewegungsende charakterisieren. Demzufolge fehlt hier ein weiterer Parameter.

Für Schaltmagnete ist die Bewegung bei quasistatischer Spannungsänderung nicht quasistatisch. Der Anker bewegt sich schlagartig von der Hubanfangs- in die Hubendlage, nachdem die Ansprechspannung erreicht wurde. Demzufolge kann man annehmen, dass Ansprechstrom und Anzugsstrom gleich sind. Würde man einen Schaltmagneten positionsgeregelt betreiben und die Ankerposition quasistatisch verändern, wäre der Anzugsstrom sogar kleiner als der Ansprechstrom. Demzufolge hat der Anzugsstrom für Schaltmagnete keine Bedeutung. Gleiches gilt für die Rückbewegung. Sobald die Spannung weit genug abgesenkt wurde, dass die Bewegung beginnt, schaltet der Schaltmagnet in die Hubendlage. Demzufolge reicht der eine Parameter Rückstellstrom bzw. Rückstellspannung aus, um das quasistatische Verhalten zu charakterisieren.

Versucht man diese Parameter auf das dynamische Verhalten anzuwenden, sind auch diese Parameter keine intrinsischen Parameter des Elektromagneten, sondern abhängig vom zeitlichen Verlauf der Ansteuerung. Auch in diesem Fall kann der Ansprechstrom kleiner als der Anzugsstrom sein. Im Falle von Spannungs- bzw. Stromeinprägung ist der Aktorstrom oder die Aktorspannung meist bereits Null, bevor der Anker die Hubendlage erreicht hat. Daher reicht auch in diesem Fall ein Parameter aus, um das Bewegungsverhalten zu charakterisieren.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen als Rückstellstrom I_R bzw. Rückstellspannung U_R der Strom bzw. die Spannung verstanden werden, bei der die Bewegung beginnt, während bei dem Abfallstrom I_{Ab} bzw. der Abfallspannung U_{Ab} die Bewegung endet.

Allen bisher dargestellten Parametern ist gemein, dass sie abhängig vom Ansteuerprofil sind, da es integrierende Elemente gibt, die den Aufbau von Strom und Fluss verzögern. Der magnetische Fluss hingegen hängt direkt mit der Kraft des Magneten und dem damit verbundenen Bewegungsbeginn zusammen. Daher ist es sinnvoll die Parameter Ansprechfluss Φ_A und Rückstellfluss Φ_R als denjenigen magnetischen Fluss im Arbeitsluftspalt zu

definieren, bei dem sich der Anker ausgehend von der Hubanfangslage bzw. Hubendlage in Bewegung setzt. Ebenso können die verketteten magnetischen Ansprech- bzw. Rückstellflüsse Ψ_A und Ψ_R definiert werden.

Der Fluss, bei dem die Hubendlage erreicht wird, kann analog als Anzugsfluss Φ_{Anz} bzw. verketteter magnetischer Anzugsfluss Ψ_{Anz} definiert werden. Ebenso ist es sinnvoll, den Fluss am Bewegungsende als Abfallfluss Φ_{Ab} bzw. verketteten magnetischen Abfallfluss Ψ_{Ab} zu bezeichnen. Diese Parameter sind allerdings durch das zweifach integrierende Verhalten der Bewegungsdifferentialgleichung im Zusammenhang von Kraft und Weg vom zeitlichen Verlauf der Ansteuerung abhängig.

2.5 Prellen

Am Ende des Bewegungsvorgangs, sowohl beim Anzugs- als auch beim Abfallvorgang, wird der Anker schlagartig aus einer hohen Geschwindigkeit auf Geschwindigkeit Null abgebremst, wenn er gegen den Anschlag stößt. Aufgrund von Elastizitäten kommt es bei diesem Stoß zu einem (mehrmaligen) Zurückprellen des Ankers, bis er endgültig in der Hubendlage zur Ruhe kommt. Eine detaillierte Auseinandersetzung mit dem Thema Prellen von Elektromagneten konnte vom Autor nicht gefunden werden. Lediglich anwendungsorientiert werden bei Ventilen z.B. [BSZ03], Relais und Schützen z.B. [Kus69], [DIN07a] konstruktive Maßnahmen zur Verhinderung des Prellens untersucht. Auf den Prellvorgang geht DIN VDE 0580 [DIN00] bei der Definition der Begriffe und Zeiten am Elektromagneten nicht ein. Trotzdem ist es für die Betrachtung des dynamischen Verhaltens von Elektromagneten wichtig, auch die Zeiten und Amplituden des Prellens zu erfassen.

Hamedovic [HHH⁺11] beschreibt kurz die Schwierigkeit bei der Bestimmung des Bewegungsendes bei einem prellenden Elektromagneten. Nach DIN 60050-444 [DIN05] wird die Prellzeit anhand Abbildung 2.4 erklärt. Ähnliche Angaben zur Prellzeit von Relais finden sich in DIN 61810-7 [DIN07b]. Keilig [Kei04] schlägt vor, die Zeit vom ersten Einschlag bis zum endgültigen Bewegungsende als Beruhigungszeit t_{s1} beim Anzugsvorgang und t_{s2} beim Abfallvorgang zu bezeichnen. Als Anzugs- bzw. Abfallzeit inkl. Prellen schlägt er t_{1p} und t_{2p} vor. Bei Schaltern wird unter Prellzeit oder Prelldauer die Zeit vom ersten bis zum letzten Schließen eines Kontaktstücks verstanden [KSW⁺13].

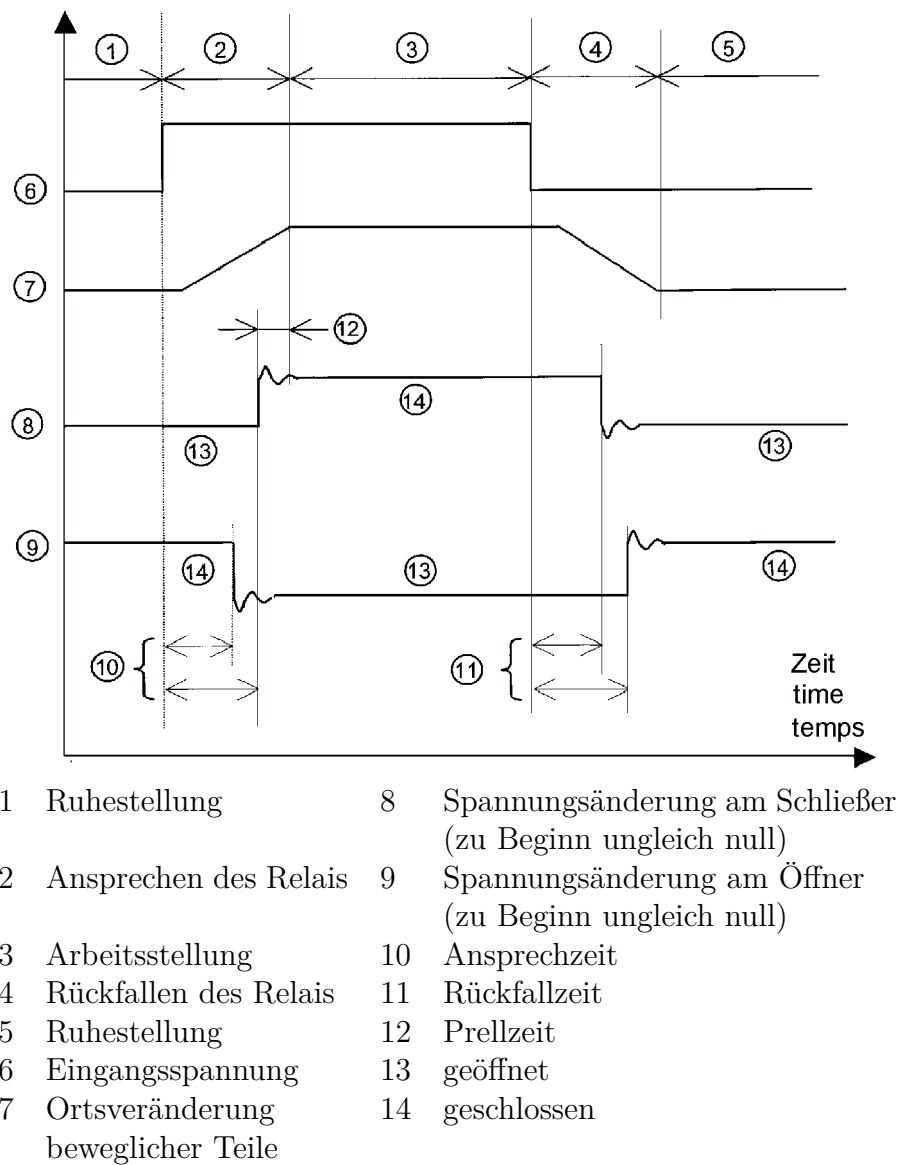


Abbildung 2.4: Diagramm zur Erklärung der auf monostabile Relais bezogenen Begriffe [DIN05]

2.6 Analogie zur Regelungstechnik

Regelungstechnisch gesehen kann der Betrieb eines Elektromagneten mit einfachem Ein- und Ausschalten der Spannung als Sprungantwort aufgefasst werden. Deshalb ist es sinnvoll die Begriffsdefinitionen am schaltenden Elektromagneten mit den Kenngrößen für die Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises im Zeitbereich zu vergleichen. Ein wesentlicher Unterschied in der Betrachtungsweise ist, dass man bei der Beurteilung der Schaltzeiten von Elektromagneten davon ausgeht, dass es eine feste Hubanfangs- und Hubendlage gibt, in der der Anker definiert zur Ruhe kommt. In der regelungstechnischen Betrachtung hingegen werden um den Ausgangs- und Endwert der Regelgröße Toleranzfelder definiert. Die angegebenen Zeiten beziehen sich dann auf das Erreichen bzw. Überschreiten der Toleranzfelder durch die Regelgröße [Unb05].

Die Anregelzeit ist die Zeit bis zum ersten Erreichen des Endwerts und entspricht demzufolge der Anzugszeit. Die Anstiegszeit wird durch Projektion der Tangente im Wendepunkt der Regelgröße auf die Zeitachse ermittelt. Dieses Verfahren ist auf das Schaltverhalten des Elektromagneten nicht anwendbar, da die Bewegung des Ankers typischerweise keinen Wendepunkt hat. Trotzdem ist die Anstiegszeit ähnlich der Hubzeit zu verstehen. Die Ausregelzeit ist die Zeit bis die Regelgröße endgültig im Toleranzband der Führungsgröße bleibt. Diese Betrachtung ist äquivalent zur Anzugszeit inkl. Prellen.

2.7 Gedanken aus messtechnischer Sicht

Aus messtechnischer Sicht erscheint es sinnvoll, einige Ansätze der regelungstechnischen Betrachtung zu übernehmen. In Messsignalen, die immer ein Grundrauschen enthalten, ist es unmöglich, den exakten Beginn der Bewegung zu erkennen. Das Positionssignal verläuft zweifach stetig differenzierbar aus der Ruhelage, sodass eine exakte Erfassung des Bewegungsbeginns unmöglich ist. Ebenso ist die Bestimmung des Endes des Prellens schwierig, da sich die Prellamplitude langsam der Null nähert. Nach Keil [KSW⁺13] ist die monotone Abnahme der Prellamplitude nur dann gegeben, wenn die Masse des Ankergegenstücks unendlich groß ist. Demnach entstehen beim Prellen unterschiedlich lange, scheinbar unregelmäßig aufeinander folgende Abhebungen. Diese macht auch eine Extrapolation des Prellvorgangs schwierig. In beiden Fällen scheint es messtechnisch sinnvoll, ein Toleranzfeld um die Hublagen zu definieren und die Bewegungsvorgänge anhand dieser zu charakterisieren. Eine derartige Erweiterung schlägt Keilig [Kei04] vor. Er plädiert aus messtechnischen

Erwägungen für die Definition der Zeit $t_{11_5\%}$ als diejenige Zeit, die vom Einschalten der Spannung vergeht, bis der Anker 5 % des Ankerhubs zurückgelegt hat.

2.8 Die $\Psi(I)$ -Kennlinie

Zur Betrachtung, Interpretation und Auswertung des dynamischen Verhaltens von Elektromagneten eignet sich die $\Psi(I)$ -Kennlinie in besonderer Weise [KEQ⁺08]. Sie stellt den Zusammenhang zwischen dem Erregerstrom $i(t)$ in der Spule und dem resultierenden magnetischen Fluss $\Psi(t)$ dar, der wiederum für die Krafterzeugung verantwortlich ist. Die Bestimmung und Darstellung der $\Psi(I)$ -Kennlinie anhand der Klemmgrößen Spannung und Strom mittels Oszilloskop ist schon lange bekannt. Nach Bozorth [Boz93] benutzte Rowland 1873 als Erster die Methode zur Messung in einem absoluten System.

Die $\Psi(I)$ -Kennlinie wird in großem Maße bei der Beschreibung von Reluktanzmotoren und in weniger großem Maße bei Elektromagneten eingesetzt. Eine systematische Analyse und Auswertung der so ermittelten Kurven wurde allerdings erst durch Analog-Digital-Wandler und moderne Rechentechnik vorangetrieben.

Eine gute Einführung in die Betrachtung und Interpretation der $\Psi(I)$ -Kennlinie gibt Radler [Rad11]. Er verwendet dazu die Betrachtung der $\Psi(I)$ -Kennlinie in einer Vier-Quadranten-Darstellung, siehe Abbildung 2.5. Dabei wird im zweiten Quadranten die eigentliche $\Psi(I)$ -Kennlinie dargestellt. In dieser Darstellung ist die Abhängigkeit des verketteten magnetischen Flusses vom Strom gut zu erkennen. Informationen über den zeitlichen Verlauf der Ummagnetisierung fehlen allerdings in der Darstellung als $\Psi(I)$ -Kennlinie. Daher wird im ersten Quadranten der zeitliche Verlauf des Flusses und im dritten Quadranten der zeitliche Verlauf des Stroms dargestellt. Dabei sind die einzelnen Diagramme im zweiten und vierten Quadranten so angeordnet, dass die Strom- bzw. Flussachse die gleiche bleibt und somit markante Punkte in allen Diagrammen einfach gefunden und zugeordnet werden können. Im vierten Quadranten stellt Radler die induzierte Spannung über die Zeit dar. Er nutzt diese Darstellungsform, um aufzuzeigen, wie das Schaltverhalten von Elektromagneten anhand gemessener $\Psi(I)$ -Kennlinien interpretiert werden kann. Radler stellt auch die Black-Box-Betrachtungsweise vor. Demnach werden elektro-magneto-mechanische Energiewandler häufig als Black-Box betrachtet, in die elektrische Energie zugeführt und mechanische Arbeit entnommen wird, ohne die inneren Prozesse genauer zu analysieren. Die magnetische Messtechnik ermöglicht diese Energiewandlung in ihre Teilschritte, die elektro-magnetische und die magneto-mechanische Energiewandlung, zu zerlegen und dadurch die inneren sensorischen Eigenschaften der Energiewandler zu nutzen. Jede Veränderung am Magnetkreis,

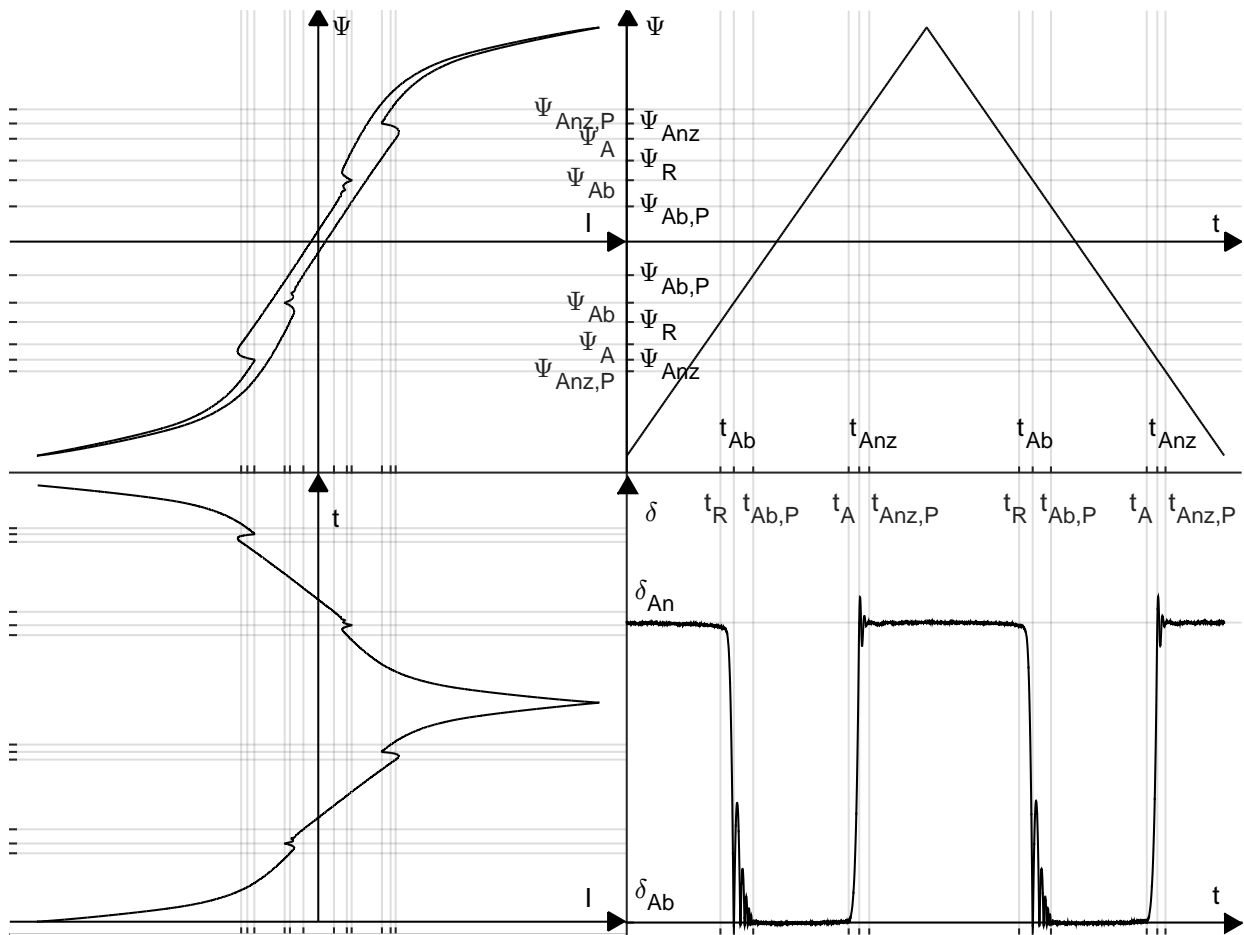


Abbildung 2.5: Vier-Quadranten-Darstellung eines schaltenden Elektromagneten mit Flussregelung

seien es unerwünschte Streuungen der Geometrie durch Fertigungs- oder Materialtoleranzen oder gewünschte Veränderungen in Form der Ankerbewegung, führt zu einer Änderung der $\Psi(I)$ -Kennlinie, die somit erfasst werden kann.

Liegt zusätzlich ein gemessener zeitlicher Verlauf der Position vor, kann dieser alternativ im vierten Quadranten dargestellt werden (Abbildung 2.5).

Die $\Psi(I)$ -Kennlinie in Abbildung 2.5 weist die Form einer Hysteresekurve auf. Ebenso deutet die Differenz zwischen Ansprech- und Rückstellspannung, bzw. -strom, bzw. -fluss auf ein hysteretisches Verhalten hin.

2.9 Hysterese

Der Begriff Hysterese wurde vom schottischen Physiker Sir James Alfred Ewing (1855-1935) geprägt. Er beschäftigte sich vorrangig mit den Eigenschaften von Metallen. 1890 entdeckte er, dass die Magnetisierung von Metallen bei Wechselströmen dem Strom hinterherläuft und nicht mehr in den Ausgangszustand zurückkehrt. Er beschrieb die Hysteresekurve und stellte Überlegungen zum Magnetismus der einzelnen Moleküle an. Im 1892 veröffentlichten Buch beschreibt Ewing: „Die Änderung des Magnetismus bleibt hinter der Änderung der Kraft [= Feldstärke] zurück. Diese Tendenz hat den Namen magnetische Hysteresis erhalten“ [Ewi92, S.93]

Heute charakterisiert der Begriff Hysterese ein Systemverhalten, bei dem die Ausgangsgröße nicht allein von der Eingangsgröße abhängig ist, sondern auch von den vorherigen Zuständen der Ausgangsgröße. Dies bedeutet, dass ein System pfadabhängig bei gleicher Eingangsgröße mehrere Zustände einnehmen kann. Anders ausgedrückt ist Hysterese ein gedächtnisbehaftetes Systemverhalten, bei dem die Wirkung nach dem Wegfall ihrer Ursache fortbesteht.

Eine sehr knappe und präzise Definition von Hysterese liefert der italienische Mathematiker Visintin: „Hysteresis = Rate Independent Memory Effect“ [Vis13, S.13]

Anhand dieser Definition wird das Hauptproblem bei der Beschreibung von Hysterese deutlich. Ratenunabhängige Hystereseeffekte sind häufig mit ratenabhängigen Effekten gekoppelt, die ebenfalls zu Verlustschleifen führen, allerdings nicht als Hystereseeffekte bezeichnet werden. In der Praxis lassen sich die ratenabhängigen und die ratenunabhängigen Effekte eine Verlustschleife nicht oder nur mit deutlich erhöhtem Aufwand trennen. Daher wird in der Fachliteratur häufig auch von ratenabhängiger Hysterese gesprochen.

Mathematisch gesehen bedeutet Ratenunabhängigkeit nach Brokate [BS96], dass ein Hysteresepoperator W

$$W[\nu] \circ \varphi = W[\nu \circ \varphi]. \quad (2.4)$$

für alle Funktionen ν von der Zeit unabhängig von der Verzerrungsfunktion φ ist, die das verwendete Zeitintervall auf sich selber abbildet. Im Umkehrschluss ist ein Hystereseverhalten, welches diese Bedingung nicht erfüllt, ratenabhängig.

Neben der ursprünglichen Verwendung zur Beschreibung des ferromagnetischen Verhaltens hat der Begriff Hysterese in viele Wissenschaftsbereiche Einzug gehalten. Die beobachteten Hysteresekurven haben dabei unterschiedlichste Ursachen. Bei allen ähnlich ist lediglich

die phänomenologische Form der Hystereseschleife. Dies ermöglicht eine mathematische Modellierung unabhängig vom zugrundeliegenden physikalischen Mechanismus.

- In der Werkstofftechnik beschreibt Hysterese das elastisch-plastische Verformungsverhalten eines Werkstoffs.
- Im Bereich der Aktorik weisen ferroelektrische Aktoren, Piezoaktoren und Smart Materials ein der magnetischen Hysterese analoges Verhalten auf.
- In der Regelungstechnik wird ein hysteretisches Verhalten künstlich erzeugt (zum Beispiel: Zweipunktregler oder Dreipunktregler)
- In der Messtechnik führen mechanische Störeinflüsse wie Reibung und Spiel zu Anzeigefehlern in Zeigermessgeräten. ([DIN95])
- In der Schifffahrt bezeichnet Hysterese die Erscheinung, dass eine Gierbewegung bei einer Änderung des Ruder-Ausschlages bzw. Ruder-Winkels zunächst unverändert anhält, bevor sie dem Ruderausschlag folgt.

Bei den aufgeführten Effekten muss beachtet werden, dass diese häufig mit mit ratenabhängigen Effekten gekoppelt auftreten. Die Coulombsche Reibung ist zum Beispiel entsprechend des Amontonsschen Gesetzes unabhängig von der Bewegungsgeschwindigkeit. Allerdings tritt diese gekoppelt mit der Stokesschen Reibung bzw. der Newtonschen Reibung auf und enthält damit auch geschwindigkeitsabhängige/ratenabhängige Anteile.

Angewandt auf Elektromagnete, die Gegenstand der Betrachtung dieser Arbeit sind, ist die Hysteresefunktion nach Denk [Den12c, S.3] „... diejenige Funktion ..., welche die Magnetisierung bzw. die magnetische Flussdichte des Spulentriebs, ggf. unter Berücksichtigung von magnetischen Materialien des Kraftstoffinjektors, in Abhängigkeit des Magnetfelds beschreibt, welches von der Spule erzeugt wird und welches in bekannter Weise lediglich von der Geometrie der Spule, insbesondere von der Windungszahl, und von der Stärke des durch die Spule fließenden Stroms bestimmt wird. “

Bei einer quasistatischen Betrachtung an Proportionalmagneten ist es möglich, die $\Psi(I)$ -Kennlinie als Hysteresekurve zu verstehen. In diesem Fall wirkt nur die magnetische Hysterese. Nach diesem Ansatz definiert auch [DIN00] zwei spezielle Hysteresekurven, bzw. Darstellungsformen der Hysterese an Elektromagneten (siehe Abbildung 2.6). Die Kraft-Strom-Hysterese ist die maximale Differenz der Stromwerte bei aufwärts- und abwärtsmagnetisierenden Magneten bei konstanter Lage des Ankers.

Die Kraft-Hub-Hysterese ist die maximale Differenz der Kraftwerte bei aufwärts- und abwärtsbewegtem Magneten bezogen auf einen bestimmten Strom.

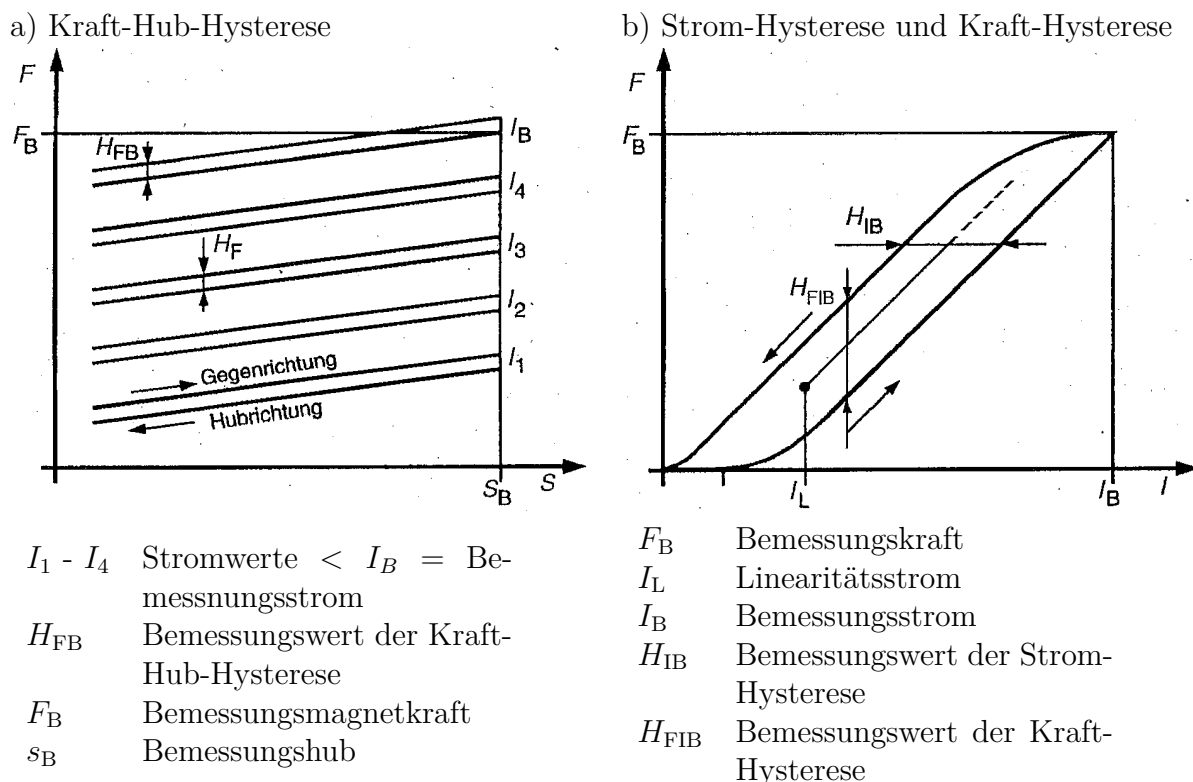


Abbildung 2.6: Hysterese am Elektromagnet nach DIN 0580 [DIN00]

Wird die $\Psi(I)$ -Kennlinie bei einer nicht quasistatischen Betrachtung des Elektromagneten erfasst, kommen weitere ratenabhängige Effekte wie zum Beispiel Wirbelströme und geschwindigkeitsproportionale Dämpfung der Ankerbewegung hinzu. Demzufolge kann hier nicht mehr von einem rein hysteretischen Verhalten bzw. einer Hysteresekurve gesprochen werden. Ein geeigneter Name für $\Psi(I)$ -Kennlinien mit dynamischen Einflüssen ist Ummagnetisierungskurve.

Zwar beschreibt der Begriff Ummagnetisierung im engeren Sinn die Änderung der Magnetisierungsrichtung einer Probe von einem positiven zum gleich großen negativen Wert der Magnetisierung. Dabei werden zwei Arten der Ummagnetisierung unterschieden. Zum einen gibt es die Änderung der Magnetisierung durch Änderung der Feldstärke von einem positiven zum gleich großen negativen Wert, ohne dabei die Richtung des Magnetfelds zu ändern. Zum Anderen kann die Ummagnetisierung bei konstanter Feldstärke durch Drehung der Probe erfolgen [Wil13]. In dieser Arbeit soll die allgemeinere Bedeutung des Begriffs Ummagnetisierung verwendet werden. Demnach beschreibt die Ummagnetisierung jede Form der Änderung des Magnetisierungszustands einer Probe. Die Ummagnetisierungskurve als Darstellung dieser Ummagnetisierung als $\Psi(I)$ -Kennlinie zeigt den Verlauf dieser Umma-

gnetisierung und enthält, im Gegensatz zur Hysteresekurve, auch Einflüsse ratenabhängiger Effekte.

Messtechnik zur Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie

3.1 Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie nach der Induktionsmethode

Die Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie als Ummagnetisierungskurve ist vom Grundgedanken her einfach. Sie kann direkt an der Aktorspule gemessen werden. Es werden keine weiteren Sensoren benötigt. Eine Zusammenfassung über Methoden zur Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie gibt Radler [Rad11]. Daher soll hier nur auf die für die Ankerhubbestimmung wesentlichen Punkte eingegangen werden. Im Anschluss daran werden Erweiterungen, Anpassungen und Umsetzungsmöglichkeiten diskutiert.

Ein Aufbau zur Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie besteht aus geregelten Spannungs- bzw. Stromquellen und Instrumenten zur Messung von Strömen und Spannungen. Vereinfacht ist das Prinzip in Abbildung 3.1 dargestellt.

Die Erregerwicklung mit der Windungszahl N_p und dem Strom i_p erzeugt im Magnetkreis eine Durchflutung Θ :

$$\Theta = i_p \cdot N_p. \quad (3.1)$$

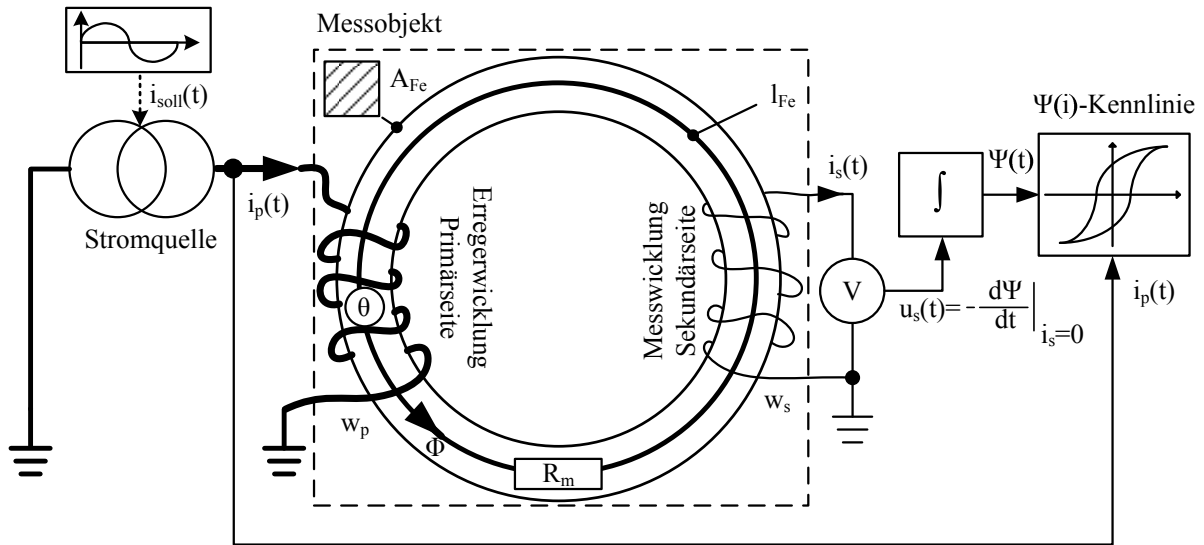


Abbildung 3.1: Messung magnetischer Materialeigenschaften an einem geschlossenen Magnetkreis [Rad11, S.8]

Aufgrund des magnetischen Widerstandes des Kreises R_m stellt sich ein magnetischer Fluss Φ ein:

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_m}. \quad (3.2)$$

Der magnetische Widerstand wird durch Geometrieparameter des Eisenkreises und des Luftspalts sowie durch die Eigenschaften des im Magnetkreis eingesetzten Materials bestimmt [Str02].

In einer um den Magnetkreis angebrachten Wicklung wird bei Änderung des verketteten magnetischen Flusses eine Spannung induziert, die der Änderung proportional ist.

$$u_{\text{ind}} = -\frac{d\Psi}{dt}. \quad (3.3)$$

Die bei diesem Verfahren benötigte zeitliche Änderung des magnetischen Flusses Φ wird durch eine definierte Änderung des Primärstroms i_p oder der Primärspannung u_p erreicht. Der gesuchte Fluss wird durch Integration berechnet:

$$\Psi = \int_0^t u_{\text{ind}} dt + \Psi_0, \quad (3.4)$$

Bei diesem Verfahren kann der durch Remanenz, Permanentmagneten oder Erregerstromoffset vorhandene Ruhefluss Ψ_0 nicht erfasst werden. Ferner werden bei der Berechnung des Flusses $\Phi = \Psi/N_s$ Streuflüsse innerhalb der Spule nicht berücksichtigt [KEQ⁺08].

Obwohl einige Ansätze zur Analyse des Bewegungsverhaltens von Elektromagneten eine Sekundärwicklung zur Flussmessung verwenden [RRT02], ist der Einsatz einer Sekundärwicklung zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften in den meisten Fällen unpraktikabel. Bei Kenntnis des ohmschen Widerstands der Primärspule R_{Cu} kann die induzierte Spannung auch aus der Primärspannung u_p bestimmt werden.

$$u_{\text{ind}} = u_p - R_{Cu} \cdot i \quad (3.5)$$

Diese Methode wird nach Kucera, Baumbach [KB09] und Radler [Rad11] Einspulenmessung genannt.

3.2 Mögliche Ummagnetisierungszeitverläufe

Die Messung der Ummagnetisierungskurve kann mit unterschiedlichen Vorgaben zum Ummagnetisierungszeitverlauf erfolgen. Dabei kann einerseits die Regelgröße variiert werden:

- Regelung auf einen definierten Spannungszeitverlauf.
- Regelung auf einen definierten Stromzeitverlauf.
- Regelung auf einen definierten Flusszeitverlauf.

Andererseits kann der definierte Zeitverlauf variiert werden.

- Sinusförmiger Verlauf
- Dreieckförmiger Verlauf
- Freiformverlauf entsprechend der Applikation des Elektromagneten
- Rechteckförmiger Verlauf (nur bei Regelung auf Spannungszeitverlauf)

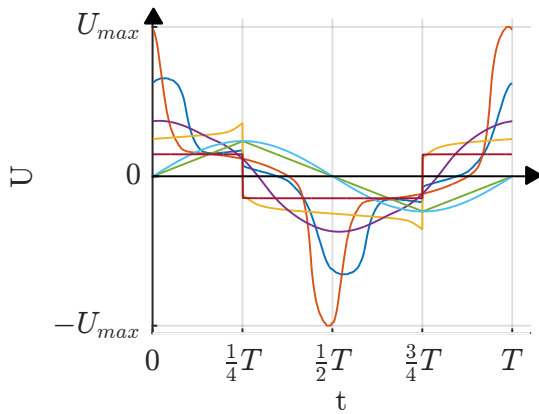
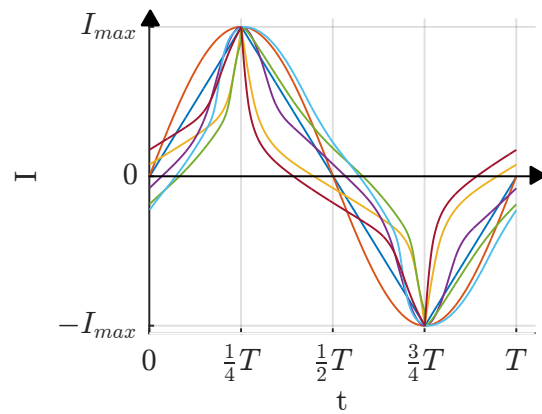
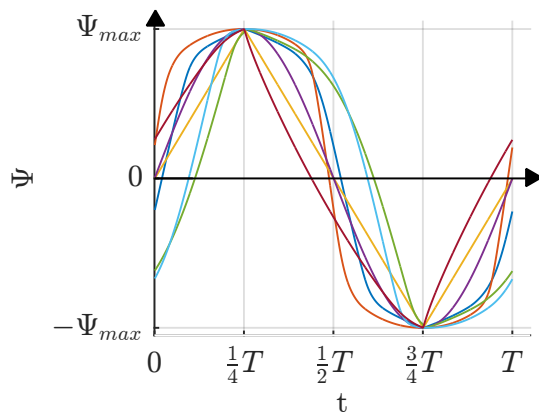
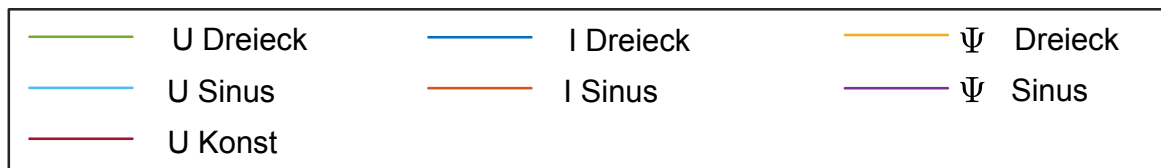
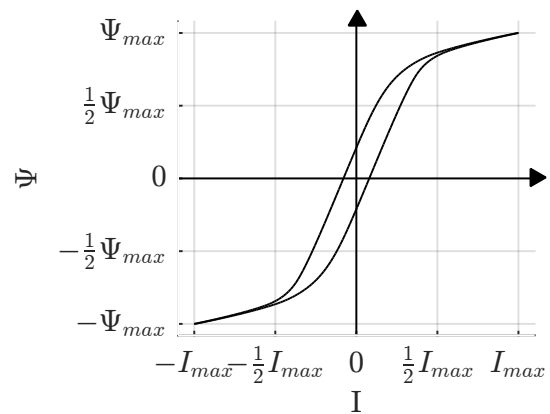
Wird in einer Messreihe die Amplitude der Ummagnetisierung verändert, kann dies

- unter konstanter Ummagnetisierungsfrequenz, oder
- unter Anpassung der Ummagnetisierungsfrequenz, sodass die Ableitung des Zeitverlaufs erhalten bleibt,

erfolgen.

Durch Kombinatorik der drei Aufzählungen ergibt sich ein großer Parameterraum. Die einzelnen Parameter haben großen Einfluss auf die Form der Ummagnetisierungskurve. Auf die Einflussfaktoren sowie auf Vor- und Nachteile wird in den folgenden Kapiteln ausführlich eingegangen. Hier sollen die unterschiedlichen Magnetisierungszeitverläufe gemeinsam eingeführt werden um die Verständlichkeit zu erhalten, während im Folgenden jeweils nur Ausschnitte des Parameterraums im Hinblick auf verschiedene Aspekte diskutiert werden. Zur Veranschaulichung der unterschiedlichen Magnetisierungszeitverläufe wird die Abhängigkeit der Ummagnetisierungskurve vom Magnetisierungszeitverlauf vernachlässigt und die $\Psi(I)$ -Kennlinie nach Abbildung 3.2 d) angenommen. Für diese Kennlinie wurden die unterschiedlichen Ummagnetisierungszeitverläufe in Abbildung 3.2 berechnet.

Anhand der Signalformen können wichtige Größen zum Vergleich unterschiedlicher Ummagnetisierungszeitverläufe definiert werden. Dabei beschreibt die Periodendauer T und als Kehrwert dieser die Ummagnetisierungsfrequenz f die Zeit bzw. die Frequenz mit der das jeweilige Magnetisierungsprofil durchfahren wird. Damit geben diese Größen Auskunft, wie groß die Zeit zwischen den Maxima bzw. Minima der Magnetisierung ist. Über die Änderungsgeschwindigkeit der für Dynamikbetrachtungen an Elektromagneten wichtigen Größen, Strom und Fluss, gibt die Ummagnetisierungsfrequenz nur eingeschränkt Auskunft. Daher ist es sinnvoll die Flussänderungsgeschwindigkeit (auch Ummagnetisierungsgeschwindigkeit genannt) als $d\Psi/dt$ und die Stromänderungsgeschwindigkeit als di/dt zu definieren.

a) Spannung $u(t)$ b) Strom $i(t)$ c) Verketteter magnetischer Fluss $\Psi(t)$ d) $\Psi(I)$ -Kennlinie als BerechnungsbasisAbbildung 3.2: Ummagnetisierungszeitverläufe, berechnet auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie nach d)

3.3 Messhardware mit Stromregelung

Ausgangspunkt dieser Arbeit stellt der von Radler [Rad11] konzipierte Prüfaufbau zur Messung statischer und dynamischer Eigenschaften von elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern und deren Komponenten dar. Dieser besteht aus einem leistungsfähigen analogen Spannungsverstärker, der in Kombination mit analoger Strommessung und analogem PI-Regler zu einem universellen Stromregler verschaltet wird. So ist es möglich, den Prüfaufbau an vielfältige induktive Lasten anzupassen und $\Psi(I)$ -Kennlinien verschiedenster Aktoren und deren Komponenten nach den in Abschnitt 3.1 zusammengefassten Methoden zu messen. Neben dem Ziel quasistatische Messungen durchzuführen, wurde bei der Entwicklung des Prüfaufbaus Wert darauf gelegt, auch die Erfassung von $\Psi(I)$ -Kennlinien bei schnell schaltenden Aktoren zu ermöglichen. Daher werden für die Sollwertvorgabe und die Messwerterfassung schnelle Digital-Analog-Umsetzer (DAC) und Analog-Digital-Umsetzer (ADC) auf FPGA-Basis in Form eines Digitaloszilloskops mit USB-Schnittstelle eingesetzt. Da bei dieser Methode die $\Psi(I)$ -Kennlinie nach Abschluss der Messung aus den elektrischen Größen berechnet wird, bleibt ausreichend Zeit für eine nachträgliche Datenaufbereitung, Filterung und Anwendung komplexer Korrekturmechanismen. Weiterhin werden dadurch Schwierigkeiten mit der Echtzeitfähigkeit des Auswertalgorithmus und der dafür verwendeten Hardware umgangen. Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen mit Stromeinprägung werden mit diesem Prüfaufbau durchgeführt. Verbesserte Aussteuerzeitverläufe und Auswertalgorithmen werden im Folgenden vorgestellt.

3.4 Erweiterung der Messhardware um eine Flussregelung

Im Rahmen der Betrachtungen zur Bestimmung des Ankerhubs von Elektromagneten hat sich gezeigt, dass es für viele Auswertungen sinnvoll ist, Messungen mit einem geregelten Flussverlauf anstelle eines geregelten Stromverlaufs zu verwenden. Dazu wurde der bestehende Prüfaufbau nach Radler [Rad11] im Rahmen dieser Arbeit um einen Flussregler erweitert.

Eine mögliche Realisierung der Flussregelung wurde von Glet [Gle06], [GB05] vorgestellt. Dabei wird die induzierte Spannung mittels einer Brückenschaltung ermittelt und durch Analogregler auf einen konstanten Wert dieser Spannung geregelt. Somit wird ein analoger Flussregler mit konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit realisiert. Dieses Verfahren wird

von Radler im Rahmen der Dissertation [Rad11] vorgestellt und auf seine Aktualität überprüft. Dabei zeigt er, dass Unsicherheiten beim Brückenabgleich und Drift der Schaltung während der Messung zu Messfehlern führen. Daher schlägt Radler die Verwendung eines analogen Stromreglers anstelle des Flussreglers vor. Die von Radler aufgezeigten Schwierigkeiten dieser Schaltung sollen im Rahmen dieser Arbeit nicht erneut diskutiert werden. Aufbauend auf der Analyse von Radler wurde der Flussregler dieser Arbeit als Digitalregler auf Basis einer Flussschätzung umgesetzt. Der analoge Stromregler wird als kaskadierter unterlagerter Regelkreis weiter verwendet. Dieses Konzept macht es notwendig, die Messdaten von Strom und Spannung in Echtzeit auszuwerten und auf Basis des geschätzten Flusses einen neuen Sollwert für die Aussteuerung des Elektromagneten vorzugeben. Diese Umstellung auf messsynchrone Auswertung der Messdaten von Spannung und Strom erfordert eine Umstellung der Hardware. Es wird eine echtzeitfähige Erfassungshardware mit schnellen ADC und DAC sowie eigenem Prozessor und Speicher benötigt. Hierfür wurde das ADwin-System GoldII der Jäger Messtechnik GmbH [Jäg16] ausgewählt und der Flussregler als digitaler PID-Regler implementiert. Aufgrund der Wandlungszeiten von ADC und DAC ergibt sich eine minimale Abtastzeit dieser Hardware von $6\text{ }\mu\text{s}$. Um eine hinreichende Regelgüte zu erreichen, muss die Abtastzeit wesentlich kürzer sein als die Anzugszeit, über die der Fluss geregelt werden soll. Die Anzugszeiten von Elektromagneten sind unterschiedlich und liegen zum Beispiel bei Relais im Bereich von 0.1 ms (Reed Relais) - 30 ms . Daher ist die bestehende Umsetzung nur für Elektromagneten mit geringer Dynamik geeignet. So gibt es beispielsweise bei dem Schaltvorgang des Demonstratormagneten mit einer Hubzeit von 2 ms 333 Reglereingriffe während der Bewegung.

Bei diesem Verfahren erfolgt die Regelung auf den geschätzten Fluss nach der Integrationsmethode. Da es ohne aufwendige zusätzliche Sensorik nicht möglich ist den tatsächlichen Fluss zu erfassen, sondern nur die Änderung des Flusses, kann mit der Induktionsmethode nicht auf einen Flusswert geregelt werden. Demzufolge kann auch nicht auf einen aussteuerungsabhängigen Fluss (zum Beispiel sinusförmiger Flussverlauf mit maximaler Flussänderung beim Nulldurchgang des Flusses) geregelt werden. Jedoch kann mit diesem Ansatz auf eine konstante Flussänderungsgeschwindigkeit, wie diese zur Schätzung des Ankerhubs benötigt wird, geregelt werden.

Ebenso ist es nicht möglich, die Aussteuergrenzen auf Basis des maximal erreichten Flusses festzulegen. Denkbar ist es eine maximale Flussänderung anzugeben. Ist der Ausgangsfluss zu Beginn der Regelung bekannt, kann somit indirekt der maximal erreichte Fluss vorgegeben werden. Dieser theoretische Ansatz hat geringe praktische Relevanz. In vielen Anwendungsfällen der magnetischen Messtechnik ist es das Ziel, mit Hilfe von bipolarer Ansteuerung eine symmetrische Aussteuerung zu erreichen und eine symmetrische Ummagne-

tisierungskurve zu ermitteln. Dies ist mit Flussschätzung nicht zu erreichen, da Schätzfehler des Ausgangsflusses und Regelabweichungen der Flussregelung zu Asymmetrien führen.

Ein anderer typischer Anwendungsfall der magnetischen Messtechnik besteht in der Durchführung einer unipolaren Messung um den Realbetrieb des Aktors abzubilden. Hier wird die Aussteuerung vom remanenten Fluss bei Strom $I = 0$ A bis zur maximalen Aussteuerung und zurück gemessen. Der Betrag des remanenten Flusses ist von vielen Faktoren, wie etwa der vorangegangenen Aussteuerungen und der Größe von Arbeitsluftspalt und parasitären Luftspalten, abhängig und kann daher nur ungenau vorhergesagt werden. Somit ist auch in diesem Fall die Vorgabe der maximalen Flussänderung ungenügend. Eine gute Alternative zur Angabe der Aussteuergrenzen bei Flussregelung ist die Angabe des Maximalstroms. Dies stellt genau genommen eine Verkopplung von Fluss- und Stromregelung dar und hat sich vor dem Hintergrund der erwähnten Probleme in der praktischen Messung bewährt.

Während der Messung muss der verkettete magnetische Fluss sehr schnell geschätzt werden, sodass eine aufwendige Filterung und Korrektur der Messwerte nicht möglich ist. Korrekturmechanismen, die Messwerte aus der Zukunft erfordern, sind nicht möglich. So wird beispielsweise für die Korrektur der Erwärmung der Spule während der Messung der Spulenwiderstand zu Beginn und Ende der Messung benötigt. Werden Spannung und Strom während der Messung aufgezeichnet, können diese im Anschluss an die Messung mit den gleichen aufwendigen und komplexen Korrekturverfahren korrigiert werden, wie bei der Stromregelung. Hierdurch lässt sich die Messunsicherheit in der $\Psi(I)$ -Kennlinie verringern. Messunsicherheiten im zeitlichen Verlauf des Flusses und deren Einfluss auf ratenabhängige Effekte werden hierdurch nicht mit korrigiert.

3.5 Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Spannungseinprägung

Kostengünstige Aktoren, mit geringem Aufwand für die Ansteuerelektronik, werden spannungseingeprägt betrieben. Diese Betriebsart kann unter bestimmten Randbedingungen auch für die Bestimmung von Ummagnetisierungskurven interessant sein. Ist der Spulenwiderstand klein, ist der Spannungsabfall aufgrund des ohmschen Widerstands gering im Vergleich zur Spannung aufgrund der Flussänderung und kann in Gleichung (3.5) näherungsweise vernachlässigt werden. Dann gilt

$$U_{\text{ind}} \approx U_{\text{p}}. \quad (3.6)$$

In diesem Fall ist die Spannungseinprägung eine vereinfachte Form der Flussregelung. Diese erreicht für kleine Ströme eine höhere Güte als für große Ströme. Soll also eine Flussregelung mit konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit durch eine Spannungseinprägung mit konstanter Spannung approximiert werden, wird diese für kleine Ströme gut umgesetzt. Bei großen Strömen kommt es aufgrund des Spannungsabfalls über dem ohmschen Widerstand der Spule zu einer Verringerung der Flussänderungsgeschwindigkeit. Dieser Effekt kann für die Messung von $\Psi(I)$ -Kennlinien nützlich sein, da hierdurch auch der Wirbelstromeinfluss verringert wird, bevor sich der Betrag der Flussänderung umkehrt. Dies verhindert die Entstehung von Kennlinien, bei denen der Fluss noch steigt, während der Strom bereits wieder sinkt. Dieser Effekt ist stromabhängig und nicht flussabhängig, sodass die Nichtlinearität des Eisenkreises diesen Effekt verzerrt. Weiterhin wird der Effekt durch Hysterese und Wirbelströme verschoben, sodass der Einfluss des Stroms beim steigenden und fallenden Ast der Hysteresekurve auf der Flussachse bei unterschiedlichen Werten auftritt. Dies muss bei der Interpretation von $\Psi(I)$ -Kennlinien mit Flusseinpprägung berücksichtigt werden.

3.6 Offsetkompensation mittels Symmetriebedingung

Zur Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie müssen Spannung und Strom gemessen werden. Der Strom wird typischerweise als Spannungsmessung über einem Messwiderstand erfasst. Damit wird die Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie auf die Messung von zwei Spannungen zurückgeführt. Zur Messung werden Operationsverstärker und Analog-Digital-Wandler (ADC) eingesetzt. Diese weisen als systematischen Fehler einen Offset auf, der über der Lebensdauer der Bauteile driftet. Ein Offset in der Spannungsmessung wirkt sich besonders negativ auf die Bestimmung des verketteten magnetischen Flusses aus, da dieser laut Gleichung (3.4) als Integral über die Spannung bestimmt wird. Ziel ist es daher den vorhandenen Messoffset anhand bekannter Randbedingungen zu bestimmen und zu kompensieren.

Nach Jackson [JS10] weist die $B(H)$ -Kennlinie ein hohes Maß an Symmetrie auf, welches zur Reduktion von Messrauschen, Drift während der Messung und Offsets während der Messung genutzt werden kann. Eine ideale $B(H)$ -Hysteresekurve ist punktsymmetrisch

$$B(H) = -B(-H). \quad (3.7)$$

Dies gilt allerdings nur bei symmetrischer Magnetisierung und unter Beachtung der vergangenen Magnetisierungszustände. Wird das Material aus dem unmagnetisierten Zustand magnetisiert, weisen innere Schleifen Punktsymmetrie auf. Wurde das Material dagegen

vorher schon einmal stärker magnetisiert, sodass ein remanenter Fluss entstanden ist, ist die Punktsymmetrie nicht für alle inneren Schleifen gegeben, sondern nur für diejenigen, die symmetrisch mindestens bis zum vergangenen Magnetisierungszustand magnetisieren. Die äußere Hysteresekurve, bei der eine Magnetisierung bis zur Sättigung erfolgt, ist immer punktsymmetrisch. Insbesondere bei inhomogenen Materialien, die aus mehreren Materialkomponenten (zum Beispiel unterschiedlichen Gefügezuständen) bestehen, gilt dies nur, wenn alle Komponenten bis in die Sättigung magnetisiert wurden. Jackson [JS10] zeigt exemplarisch viele Ausnahmen.

Ebenso kann eine starke Asymmetrie der Hysteresekurve durch Exchange Bias entstehen. Diese im Jahre 1956 entdeckte unidirektionale Anisotropie entsteht durch Kopplung zwischen Ferro- und Antiferromagneten [MB56] [HMR⁺07] und tritt unterhalb der Néel-Temperatur auf. Exchange Bias äußert sich darin, dass die Hysteresekurve nicht symmetrisch um die Feldstärke Null ist, sondern abhängig von der magnetischen Orientierung zur positiven oder negativen Feldstärke verschoben ist [RPSR14]. Untersucht wird dieser Effekt überwiegend im Zusammenhang mit kleinen Partikeln und dünnen Schichten [NS99].

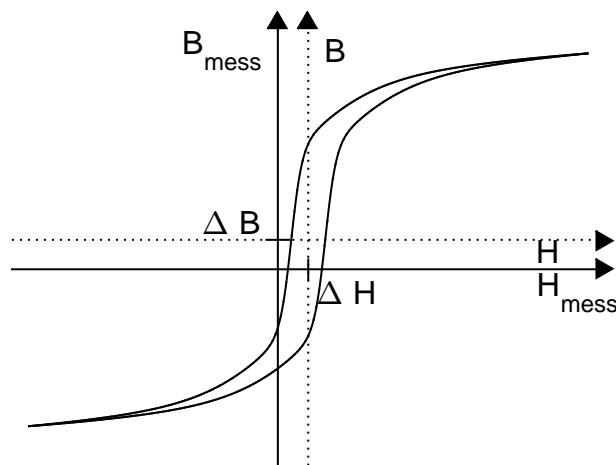


Abbildung 3.3: Koordinatentransformation der Hysteresekurve vom gemessenen Koordinatensystem mit Offset in Feldstärke und Flussdichte ins offsetfreie Koordinatensystem

Wurde sichergestellt, dass eine symmetrische Hysteresekurve gemessen wurde, kann diese Bedingung zur Bestimmung von Offsets beider Achsen (Feldstärke und Flussdichte) genutzt werden, siehe Abbildung 3.3. Hiervon kann unter anderem ausgegangen werden, wenn bis deutlich über den Sättigungsknick magnetisiert wurde. Zur Veranschaulichung wird angenommen, dass bei der Flussdichtemessung ein systematischer Offset ΔB und bei der Feldstärkemessung ein systematischer Offset ΔH auftritt. Dann ergibt sich die gemessene

ne Flussdichte $B_{\text{Mess,o}}(H_{\text{Mess}})$ des oberen Hystereseseasts aus der tatsächlichen Flussdichte $B_o(H_{\text{Mess}})$ des oberen Hystereseseasts

$$B_{\text{Mess,o}}(H_{\text{Mess}}) = B_o(H_{\text{Mess}}) + \Delta B \quad (3.8)$$

und die gemessene Flussdichte $B_{\text{Mess,u}}(H_{\text{Mess}})$ des unteren Hystereseseasts aus der tatsächlichen Flussdichte $B_u(H)$ des unteren Hystereseseasts

$$B_{\text{Mess,u}}(H_{\text{Mess}}) = B_u(H_{\text{Mess}}) + \Delta B. \quad (3.9)$$

Mit Hilfe der Symmetriebedingung

$$B_u(H) = -B_o(-H), \quad (3.10)$$

gilt

$$B_{\text{Mess,u}}(H_{\text{Mess}}) = -B_o(-H_{\text{Mess}}) + \Delta B. \quad (3.11)$$

Durch Mittelung aus dem oberen und unteren Hystereseseast kann die korrigierte Flussdichte errechnet werden

$$B_{\text{korrr,o}}(H_{\text{Mess}}) = \frac{B_{\text{Mess,o}}(H_{\text{Mess}}) - B_{\text{Mess,u}}(-H_{\text{Mess}})}{2}. \quad (3.12)$$

Durch Einsetzen ergibt sich

$$B_{\text{korrr,o}}(H_{\text{Mess}}) = \frac{B_o(H_{\text{Mess}}) + \Delta B + B_o(H_{\text{Mess}}) - \Delta B}{2} = B_o(H_{\text{Mess}}) = B_o(H + \Delta H). \quad (3.13)$$

Das bedeutet, dass die korrigierte Flussdichte der theoretischen Flussdichte entspricht.

Analog kann die Betrachtung zur Bestimmung des systematischen Offsets der Feldstärkemessung an der inversen Funktion durchgeführt werden. Die gemessene Feldstärke des oberen Hystereseseasts $H_{\text{Mess,o}}(B_{\text{Mess}})$ ergibt sich aus der tatsächlichen Feldstärke des oberen Hystereseseasts $H_o(B_{\text{Mess}})$

$$H_{\text{Mess,o}}(B_{\text{Mess}}) = H_o(B_{\text{Mess}}) + \Delta H \quad (3.14)$$

und die gemessene Feldstärke des unteren Hystereseseasts $H_{\text{Mess,u}}(B_{\text{Mess}})$ ergibt sich aus der tatsächlichen Feldstärke des unteren Hystereseseasts $H_u(B)$

$$H_{\text{Mess,u}}(B_{\text{Mess}}) = H_u(B_{\text{Mess}}) + \Delta H \quad (3.15)$$

mit Hilfe der Symmetriebedingung und Mittelung aus den beiden Hystereseästen ergibt sich analog die korrigierte Feldstärke

$$H_{\text{kor},o}(B_{\text{Mess}}) = \frac{H_{\text{Mess},o}(B_{\text{Mess}}) - H_{\text{Mess},u}(-B_{\text{Mess}})}{2} \quad (3.16)$$

und

$$H_{\text{kor},o}(B_{\text{Mess}}) = \frac{H_o(B_{\text{Mess}}) + \Delta H + H_o(B_{\text{Mess}}) - \Delta H}{2} = H_o(B_{\text{Mess}}) = H_o(B + \Delta B). \quad (3.17)$$

Aus Gleichung (3.8) und Gleichung (3.12) bzw. (3.14) und (3.16) ergibt sich

$$\Delta B = B_{\text{Mess},o}(H_{\text{Mess}}) - \frac{B_{\text{Mess},o}(H_{\text{Mess}}) - B_{\text{Mess},u}(-H_{\text{Mess}})}{2} \quad (3.18)$$

$$\Delta B = \frac{B_{\text{Mess},o}(H_{\text{Mess}}) + B_{\text{Mess},u}(-H_{\text{Mess}})}{2}, \quad (3.19)$$

bzw.

$$\Delta H = \frac{H_{\text{Mess},o}(B_{\text{Mess}}) + H_{\text{Mess},u}(-B_{\text{Mess}})}{2}. \quad (3.20)$$

Erwartungsgemäß ist der Offset unabhängig von der Feldstärke bzw. Flussdichte. Somit kann der Offset als Mittelwert über den gesamten Hystereseast ermittelt werden und nicht, wie häufig in der Literatur zu finden, nur im Maximum oder im Nulldurchgang.

$$\Delta B = \frac{\int_{H_{\text{Mess},\min}}^{H_{\text{Mess},\max}} (B_{\text{Mess},o}(H) + B_{\text{Mess},u}(-H)) dH}{2(H_{\text{Mess},\max} - H_{\text{Mess},\min})}, \quad (3.21)$$

bzw.

$$\Delta H = \frac{\int_{B_{\text{Mess},\min}}^{B_{\text{Mess},\max}} (H_{\text{Mess},o}(B) + H_{\text{Mess},u}(-B)) dB}{2(B_{\text{Mess},\max} - B_{\text{Mess},\min})}. \quad (3.22)$$

Diese Eigenschaften der $B(H)$ -Kennlinie können zur Verifikation und Korrektur der Messkurve der $\Psi(I)$ -Kennlinie vor der Auswertung verwendet werden. Schnell zu prüfen ist dies durch den Nulldurchgang von Strom und Fluss. Dieser muss bei beiden Ästen der Ummagnetisierungskurve bei dem gleichen Betrag des Werts erfolgen. Die Punktsymmetrie der gesamten Kurve

$$\Psi(I) = -\Psi(-I) \quad (3.23)$$

gilt allerdings nur unter der Annahme, dass auch das mechanische Bewegungsverhalten des Aktors immer exakt gleich ist. Nach Kussy [Kus69] ist das Prellverhalten von Relais aller-

dings bei wiederholten Messungen an einem Relais nicht immer gleich. Gleiches wurde bei Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit beobachtet. Daher kann diese Symmetrieeigenschaft zur Mittelwertbildung der Kennlinie für die Phasen der Kennlinie genutzt werden, in denen der Anker auf beiden Ästen in der gleichen Endlage verharrt. Während der Bewegung ist eine Mittelung unzulässig.

3.7 Vereinfachte statische Betrachtung

3.7.1 Die statische $\Psi(I)$ -Kennlinie

In vielen bekannten Untersuchungen von Elektromagneten werden Hystereseeffekte und andere ratenabhängige Effekte vernachlässigt. Diese vereinfachte Betrachtung wird besonders bei der Auslegung von Elektromagneten angewandt, um einen zu großen Detaillierungsgrad der Modelle und großen Berechnungsaufwand zu vermeiden. Es existiert zwar eine große Auswahl an Hysteresemodellen (zum Beispiel: Preisach-Modell [Pre35], Jiles-Atherton-Modell [JA83], Stoner-Wohlfarth-Modell [SW48], Stop-and-Play Hysteresemodell [MSV96], Closed-Minor-Loop-Modell [DWW99]), die auch im akademischen Umfeld bei der Auslegung von elektromagnetischen Energiewandlern eingesetzt werden können, aber im praktischen Umgang mit elektromagnetischen Energiewandlern kaum eingesetzt werden. Einen Ansatz zum Entwurf von Elektromagneten unter Berücksichtigung von Hystereseeffekten durch Verwendung von konzentrierten Parametern stellt Rosenbaum [Ros11] vor.

Ebenso gibt es Ansätze, Hysteresemodelle in der Finite Elemente Simulation FEM von elektromagnetischen Energiewandlern einzusetzen [RGDTO01], [NAS⁺15], [NZM15]. Aufgrund von großen Rechenzeiten und geringen Konvergenzraten finden diese allerdings bisher kaum praktische Anwendung [LK15], [ZVQ05].

Daher wird zur Auslegung von Elektromagneten meist die nichtlineare Neukurve des ferromagnetischen Materials herangezogen. Auch diese $\Psi(I)$ -Kennlinie bietet viele Möglichkeiten zur Interpretation.

3.7.2 Erfassung der statischen $\Psi(I)$ -Kennlinie

Die messtechnische Erfassung der statischen $\Psi(I)$ -Kennlinie ohne Hysterese und ratenabhängiger Effekte kann durch Messung der Neukurve oder als Kommutierungskurvenmessung erfolgen [Rad11]. Zur Messung der Neukurve wird nach DIN EN 60404-4 [DIN09b]

eine entmagnetisierte Probe quasistatisch aufmagnetisiert und das Ansteigen des Flusses messtechnisch erfasst. Nach Radler [Rad11] stellt dieses Verfahren hohe Anforderungen an das Messgerät und die Erfahrung des Bedieners. Während der Messung auftretende Wirbelströme verfälschen das Messergebnis erheblich, sodass deren Ausprägung so gering wie möglich gehalten werden muss. Dem gegenüber steht der Wunsch einer schnellen Ummagnetisierung, um bei der Messung des Flusses mittels der Integratormethode eine ausreichende Signalstärke zu erreichen. Hier einen guten Kompromiss zu finden ist schwierig.

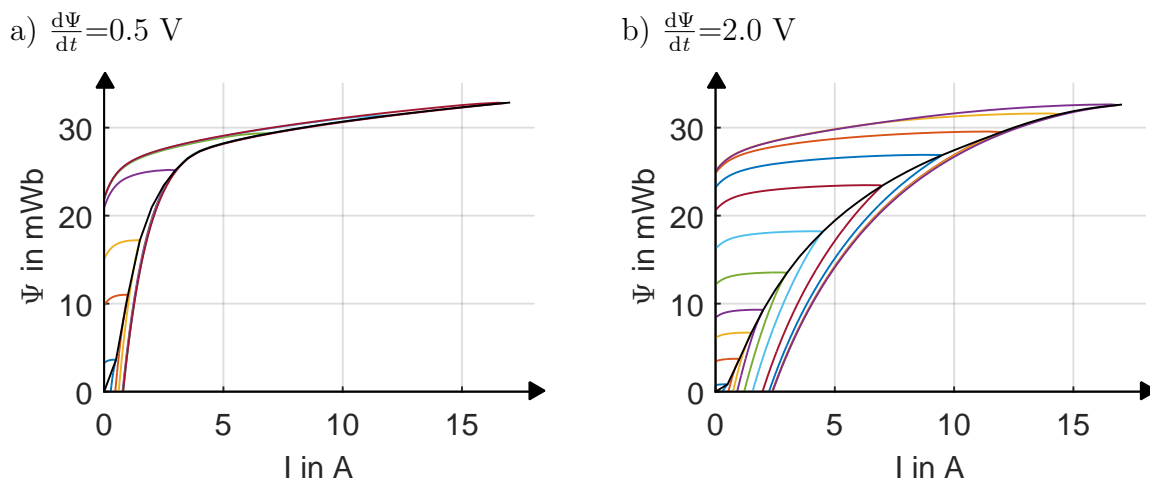


Abbildung 3.4: Messung der Kommutierungskurve einer Ringkernprobe über dynamische Ummagnetisierungskurven mit unterschiedlicher Aussteueramplitude bei konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit
farbig: Ummagnetisierungskurven, schwarz: Kommutierungskurve

Die Messung der Kommutierungskurve stellt eine Alternative zur Neukurvenmessung dar. Die statische Neukurve ist nach Boll [Bol90] praktisch identisch mit der Kommutierungskurve. Zur Messung der Kommutierungskurve wird die dynamische Ummagnetisierungskurve mehrfach mit unterschiedlicher Aussteueramplitude gemessen und die Spitzen der Maximalwerte zur Kommutierungskurve verbunden. Radler [Rad11] stellt die These auf, dass dieses Verfahren deutlich robuster gegenüber den verwendeten Messparametern ist und daher besser geeignet zur Bestimmung der statischen Kennlinie ohne Hysterese und Wirbelstromeffekte. Die Grundlage hierfür bildet die Annahme, dass Wirbelströme zwar die Form der Ummagnetisierungskurve beeinflussen, die Spitze der Ummagnetisierungskurve allerdings über große Ummagnetisierungsfrequenzbereiche unbeeinflusst bleibt. Dabei geht Radler [Rad11] davon aus, dass die Ummagnetisierung stromgeregelt mit sinusförmigem Stromverlauf erfolgt, ohne diese Forderung zu benennen (er verwendet sie aber in allen Beispielen).

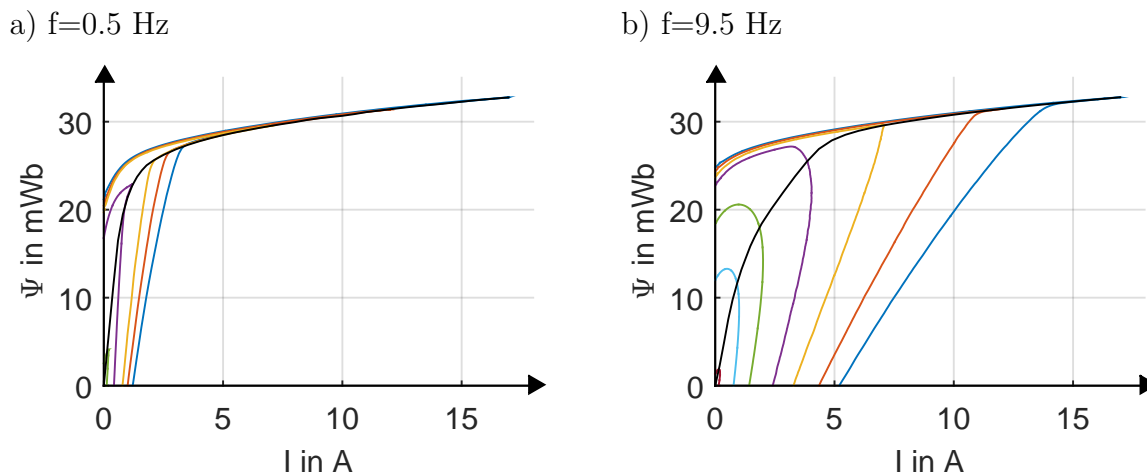


Abbildung 3.5: Messung der Kommutierungskurve einer Ringkernprobe über dynamische Ummagnetisierungskurven mit unterschiedlicher Aussteueramplitude bei sinusförmigem Stromverlauf
 farbig: Ummagnetisierungskurven, schwarz Kommutierungskurve

Die stromgeregelter Ummagnetisierung hat den Nachteil, dass die lanzettenförmigen inneren Schleifen der Hysteresekurve durch Wirbelströme verrundet werden und es daher erschwert ist, die tatsächlichen Spitzen zu bestimmen, die zur Erstellung der Kommutierungskurve benötigt werden. Dieses Problem tritt bei der Messung der Ummagnetisierungskurve, bei der mittels Flussregler auf konstante Flussänderungsgeschwindigkeit geregelt wird, nicht auf. Gemessene Ummagnetisierungskurven weisen immer eine eindeutige Spitze auf. Hierdurch kann die Vermutung entstehen, dass die Verwendung eines Flussreglers zur Bestimmung der Kommutierungskurve besser geeignet ist als die Verwendung eines Stromreglers. Diese Hypothese ist allerdings falsch, da bei Regelung auf konstante Flussänderung die Annahme, dass Wirbelströme zwar die Form der Ummagnetisierungskurve beeinflussen, die Spitze der Ummagnetisierungskurve allerdings über große Ummagnetisierungsfrequenzbereiche unbeeinflusst bleibt, falsch ist. In diesem Fall beeinflussen Wirbelströme in erheblichem Maße die Position der Spitze. Exemplarisch ist dies in Abbildung 3.4 zusehen. Dazu wurde eine Ringkernprobe mittels Flussregler mit verschiedenen konstanten Ummagnetisierungsgeschwindigkeiten magnetisiert. Es ist deutlich zu sehen, wie mit zunehmender Ummagnetisierungsgeschwindigkeit die Spitze der Ummagnetisierungskurve nach unten sinkt. Die resultierenden Kommutierungskurven in Abbildung 3.6 zeigen damit erwartungsgemäß eine deutliche Abweichung voneinander. Zum Vergleich wurde die gleiche Probe analog zu [Rad11] ebenfalls mit sinusförmigem Stromverlauf gemessen (Abbildung 3.5) und die ermittelten Kommutierungskurven zu den anderen in Abbildung 3.6 eingetragen. Es ist zu sehen, dass eine Messung mit Stromregler mit einer zu hohen Ummagnetisierungsfrequenz

ebenfalls zu einer falschen Bestimmung der Kommutierungskurve führt. Trotzdem wird die These von [Rad11] bestätigt, dass die gemessenen Kommutierungskurven bei 0.5 Hz und 2 Hz nahezu identisch sind und sich Änderungen der Messfrequenz in diesem Bereich kaum auf die ermittelte Kommutierungskurve auswirken. Diese Kurven können auch als Referenz für die mittels Flussregler ermittelten Kurven verwendet werden. Damit ist zu sehen, dass sogar die mit der geringsten Ummagnetisierungsgeschwindigkeit des Flussreglers gemessene Kommutierungskurve noch weit von der als richtig angenommen Kommutierungskurve abweicht.

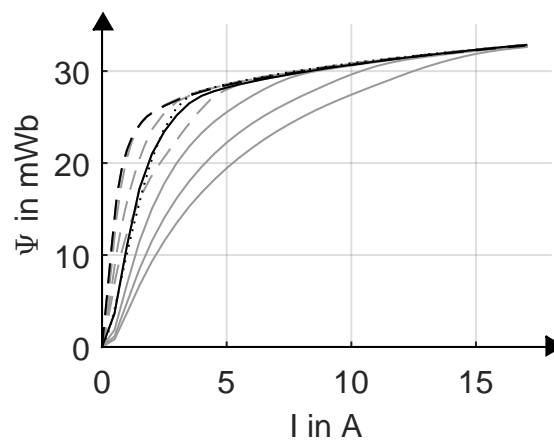


Abbildung 3.6: Vergleich der ermittelten Kommutierungskurven aus Abbildung 3.4 und 3.5:
 Durchgezogene Linie konstante Flussänderung mit $\frac{d\Psi}{dt}$ von links nach rechts
 schwarz: 0.5 V, grau: 1.0 V, 1.5 V und 2.0 V
 Gestrichelte Linie sinusförmiger Strom mit f von links nach rechts
 schwarz: 0.5 Hz, 1.0 Hz, 2.0 Hz, 5.0 Hz und 9.5 Hz
 Gepunktete Linie sinusförmiger Strom mit nach Gleichung (3.24) so angepasster Frequenz, dass die Stromänderungsgeschwindigkeit unabhängig von der Amplitude des Stroms ist

Bei der Messung der Kommutierungskurve bietet die Ummagnetisierung mittels sinusförmigem Strom einen weiteren Vorteil. Wird die Stromamplitude schrittweise abgesenkt und die Ummagnetisierungsfrequenz konstant gehalten, sinkt die maximale Stromänderungsgeschwindigkeit ebenfalls. Dies ist vorteilhaft, da Wirbelströme bei großen Aussteuerungen aufgrund des Sättigungsknicks der $B(H)$ -Kennlinie im stromgeregelten Betrieb geringen Einfluss auf die Spitze der Ummagnetisierungskurve haben. Innere Ummagnetisierungsschleifen unterhalb des Sättigungsknicks werden durch Wirbelströme wesentlich mehr beeinflusst, sodass für deren Messung eine Absenkung der Ummagnetisierungsfrequenz sinnvoll ist. Dies passiert bei sinusförmiger Stromregelung automatisch. Bei der Messung mittels Regelung auf konstante Flussänderungsgeschwindigkeit ändert sich bei Absenkung des ma-

ximalen Magnetisierungsstroms automatisch die Ummagnetisierungsfrequenz. Kompensiert man die Änderung der maximalen Stromänderungsgeschwindigkeit analog zum Flussregler auch beim Stromregler, entsteht das Ummagnetisierungskennfeld nach Abbildung 3.7. Dabei wurde für die äußere Ummagnetisierungskurve mit einer Amplitude I_{\max} von 17 A eine Ummagnetisierungsfrequenz $f_{I_{\max}}$ von 1.0 Hz gewählt. Bei dieser Frequenz kann bei Stromregelung ohne Frequenzkompensation eine Kommutierungskurve nahezu ohne Wirbelstromeinflüsse gemessen werden. Die Ummagnetisierungsfrequenzen für geringere Aussteuerungen f ergeben sich nach

$$f = \frac{I_{\max}}{I} \cdot f_{I_{\max}}. \quad (3.24)$$

In Abbildung 3.7 ist zu sehen, dass die Ummagnetisierungskurve der inneren Schleifen im Vergleich zu Abbildung 3.5 jetzt wesentlich breiter sind. Es treten mehr Wirbelströme auf. Erwartungsgemäß ist auch die ermittelte Kommutierungskurve, Abbildung 3.6, durch die Wirbelströme verfälscht. Diese Messabweichung ist im Vergleich zu den Abweichungen mittels Flussregler immernoch gering.

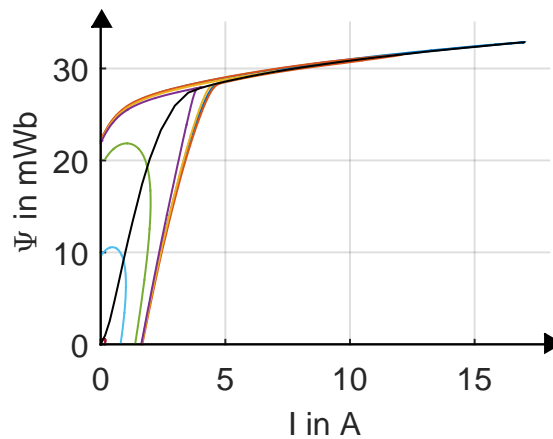


Abbildung 3.7: Messung der Kommutierungskurve einer Ringkernprobe bei sinusförmigem Stromverlauf und konstanter maximaler Ableitung des Stroms

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass für die Bestimmung der Kommutierungskurve eine Messung mit Stromregler der Messung mittels Flussregler vorzuziehen ist.

3.8 Demonstratoren

3.8.1 Ringkernprobe

Für vielfältige Beispielmessungen im Rahmen dieser Arbeit werden unterschiedliche Demonstratoren verwendet.

Zur messtechnischen Bestimmung der $B(H)$ -Kennlinie eines Materials gibt es verschiedene Möglichkeiten. Verbreitet sind die Messung mittels Ringkernprobe, Epsteinrahmen und Vibrationsmagnetometer [Rad11]. Bei der Bestimmung mittels Ringkernprobe [DIN04] wird der einfachste denkbare Magnetkreis verwendet. Ein schmaler Hohlzylinder aus ferromagnetischem Material wird mit einer Primärspule umwickelt um die magnetische Spannung zu erzeugen. Mit einer Sekundärwicklung wird der Fluss gemessen. Somit besteht der Magnetkreis aus nur einem Material. Dadurch, dass es weder Luftspalt noch Querschnittsveränderungen im Eisenkreis gibt, ist auch der Streuflussanteil gering. Vorhandene Streuflüsse lassen sich mathematisch leicht beschreiben und kompensieren. Bezüglich des Verhältnisses von äußerem zu innerem Durchmesser der Ringkernprobe empfiehlt DIN 60404-6 ein Verhältnis von kleiner 1.4 und vorzugsweise kleiner als 1.25. In diesem Fall kann die Krümmung des Rings in guter Näherung vernachlässigt werden, sodass das Feldbild einem unendlich langen Stab mit rechteckigem Querschnitt entspricht. In diesem Fall sind die Feldbilder gut beschreibbar. Mit Hilfe der bekannten Geometrie kann aus der gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie auf das Materialverhalten, die $B(H)$ -Kennlinie, des ferromagnetischen Probenmaterials geschlossen werden.

Diese Umrechnung ist nur für quasistatische Ummagnetisierungen zulässig, da die $B(H)$ -Kennlinie eine Materialeigenschaft angibt. Diese wird bei der Messung als Ringkernprobe als Mittelwert über das gesamte Material gebildet. Bei dynamischer Ummagnetisierung kommt es zu Wirbelströmen und Flussverdrängung und somit zu einem inhomogenen Feldbild. In diesem Fall ist es nicht mehr zulässig das Ergebnis als $B(H)$ -Kennlinie darzustellen. Trotzdem bietet diese einfache Probengeometrie vielfältige Möglichkeiten auch das dynamische Verhalten von ferromagnetischen Materialien unter Wirbelstromeinfluss zu untersuchen. Daher werden viele vorgestellte Beispielmessungen dieser Arbeit an Ringkernproben durchgeführt.

3.8.2 Messung der Magnetisierungskurve mit einem Topfadapter

3.8.2.1 Der Topfadapter

Sowohl für die Messung vieler Materialproben als auch für Untersuchungen an ringkernprobenähnlichen Magnetkreisvariationen ist es aufwendig, wenn die Proben jedes Mal neu manuell gewickelt werden müssen. Um diesen Bearbeitungsaufwand zu verringern, wurde ein Topfadapter entwickelt, bei dem sowohl die Primär- als auch die Sekundärwicklung aus zwei Halbspulen besteht, die über Kontaktstifte zu einer Spule verbunden werden können.

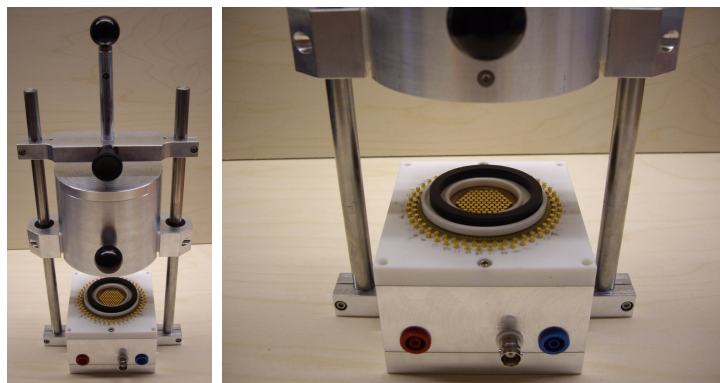


Abbildung 3.8: Topfadapter

Der entstandene Topfadapter hat die technischen Daten nach Tabelle 3.1.

Tabelle 3.1: Technische Daten des Topfadapters

Abmessungen:	160 mm x 100 mm x 350 mm
Innendurchmesser der Probe:	> 40 mm
Außendurchmesser der Probe:	< 55 mm
Höhe der Probe:	< 20 mm
Primärwindungszahl:	91
Sekundärwindungszahl:	100

3.8.2.2 Luftflusskompensation

Bedingt durch das Zusammenstecken der Spulen und der gewissen Variabilität der Probengröße entsteht ein großer Luftspalt zwischen Probe und Sekundärwicklung. Innerhalb dieses bildet sich ein Streufluss aus, der parallel zum eigentlichen Fluss durch die Probe fließt und von der Sekundärspule mit erfasst wird. Um Streuflüsse bei der Ringkernprobenmessung

zu kompensieren, schlägt DIN 60404-4 [DIN09b] bzw. deren Vorgängernorm DIN 50460 [DIN88] die Korrekturformel

$$B_{\text{korrigiert}} = B - \mu_0 H \frac{A_c - A}{A} \quad (3.25)$$

vor, wobei A die Querschnittsfläche der Probe und A_c die Querschnittsfläche der Sekundärspule ist. Dieser Ansatz ist allerdings nur gültig, wenn die Probe in der Mitte der Sekundärspule liegt. Dies bedeutet, wenn der mittlere Durchmesser der Probe gleich dem mittleren Durchmesser der Sekundärwindung ist. Dies ist für unwickelte Ringkernproben näherungsweise der Fall, gilt aber nicht für Messungen mit dem Topfadapter. Daher muss hier eine Kompensationsformel hergeleitet werden. Hierfür wird, entsprechend der Skizze in Abbildung 3.9, eine Ringkernprobe angenommen, die von der Querschnittsfläche deutlich kleiner ist, als die von der Sekundärwicklung aufgespannte Fläche. Weiterhin wird angenommen, dass Ringkernprobe und Sekundärwicklung zwar bezüglich ihrer Umfangsflächen konzentrisch liegen, also die gleiche Symmetrieachse haben, die Ringkernprobe aber nicht mittig in der Querschnittsfläche der Sekundärwicklung liegt.

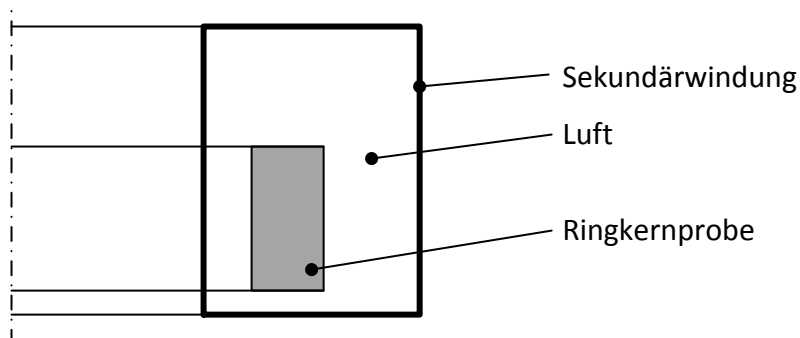
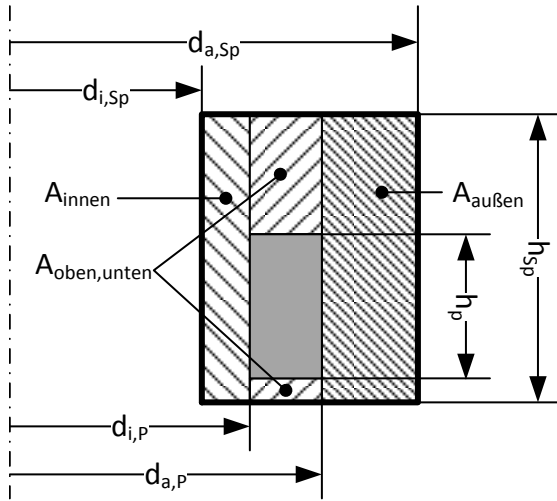


Abbildung 3.9: Skizze der Anordnung von Probe und Sekundärwicklung

Für die Luftflusskompensation werden die Geometrieabmessungen des Topfadapters nach Abbildung 3.10 verwendet. Der Fluss in der Sekundärspule Φ_{Sec} kann in zwei wesentliche Flussanteile unterteilt werden: Den Fluss durch die Probe Φ_{Fe} , der nichtlinear von den Probeneigenschaften und der anliegenden Feldstärke abhängt und den Luftfluss Φ_{Luft} , der neben seinen geometrischen Abmessungen nur von der Feldstärke abhängt und somit analytisch leicht beschrieben werden kann.

$$\Phi_{\text{Sec}} = \Phi_{\text{Fe}} + \Phi_{\text{Luft}} \quad (3.26)$$

a) Einteilung radial



b) Einteilung axial

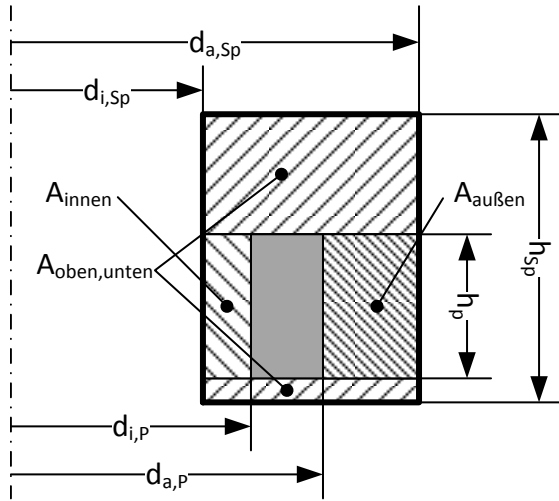


Abbildung 3.10: Luftflusskorrektur des Topfadapters

Die Flussdichte im Eisen ergibt sich aus:

$$B_{\text{Fe}} = \frac{\Phi_{\text{Fe}}}{A_{\text{Fe}}} = \frac{\Phi_{\text{Sec}} - \Phi_{\text{Luft}}}{A_{\text{Fe}}} = \frac{\frac{1}{N_s} \int u_{\text{Sec}} dt - \Phi_{\text{Luft}}}{A_{\text{Fe}}} \quad (3.27)$$

Für den Luftspalt gilt:

$$\Phi_{\text{Luft}} = \frac{N_p \cdot i}{R_{\text{Luft}}} \quad (3.28)$$

Dabei stellt der magnetische Luftwiderstand R_{Luft} eine Parallelschaltung der Luftbereiche um die Probe dar. Allgemein gilt für in Umfangsrichtung durchströmte zylindrische Flussgebiete

$$R = \frac{l}{\mu \cdot A}. \quad (3.29)$$

Für schmale Ringe kann als mittlere Eisenweglänge näherungsweise der Umfang des mittleren Durchmessers genommen werden. Eine höhere Modellgüte wird erreicht, wenn die wirksame magnetische Weglänge als Länge eines Ersatzleiters angenommen wird, über den bei gleicher Feldstärke wie im geschlossenen Kreis eine der elektrischen Durchflutung dieses Kreises gleiche magnetische Spannung abfällt. Teilt man die Probe, wie in Abbildung 3.11, in n schmale Ringe ein, erhält man das magnetische Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.12

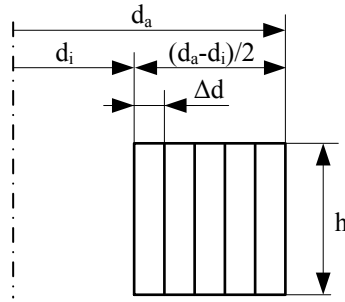
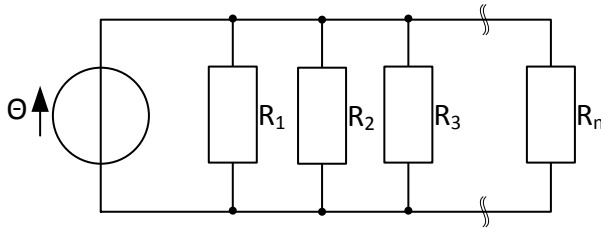


Abbildung 3.11: Einteilung der Probe in schmale Schalen zur Berechnung der wirksamen magnetischen Weglänge

a). Der magnetische Ersatzwiderstand R_{ges} nach Abbildung 3.12 b) ergibt sich als

$$\frac{1}{R_{\text{ges}}} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}. \quad (3.30)$$

a) Schalenmodell



b) Ersatzschaltung

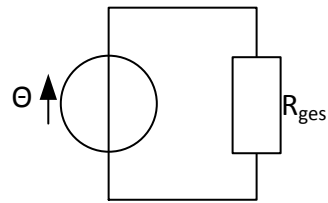


Abbildung 3.12: Magnetisches Ersatzschaltbild der Ringkernprobe

Wählt man alle Querschnittsflächen gleich groß

$$A_{\text{ges}} = \frac{d_a - d_i}{2} \cdot h = n \cdot A = n \cdot \Delta d \cdot h, \quad (3.31)$$

folgt

$$\frac{1}{l} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{j=1}^n \frac{1}{l_j}. \quad (3.32)$$

Die Länge der Probe für schmale Ringe l_i entspricht dem Umfang an dieser Stelle. Dieser ist proportional zum Durchmesser d_j

$$\frac{1}{d} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{j=1}^n \frac{1}{d_j}. \quad (3.33)$$

Für n gegen Unendlich ergibt sich

$$\frac{1}{d} = \frac{1}{d_a - d_i} \cdot \int_{d_i}^{d_a} \frac{1}{d_j} dd_j = \frac{\ln \frac{d_a}{d_i}}{d_a - d_i}. \quad (3.34)$$

Damit gilt

$$l = \pi \cdot \frac{d_a - d_i}{\ln \left(\frac{d_a}{d_i} \right)}. \quad (3.35)$$

Mit

$$A = \frac{d_a - d_i}{2} h \quad (3.36)$$

ergibt sich

$$R_{\text{ges}} = \frac{2\pi}{\mu_0 h \ln \left(\frac{d_a}{d_i} \right)}. \quad (3.37)$$

Das Luftvolumen kann über zwei Möglichkeiten in drei Bereiche, radial und axial unterteilt werden, die jeweils mit einer Formel beschrieben werden können. Bei der axialen Einteilung ergibt sich

$$R_{\text{unten,oben}} = \frac{2\pi}{\mu_0 (h_{\text{Sp}} - h_{\text{P}}) \ln \left(\frac{d_{a,\text{Sp}}}{d_{i,\text{Sp}}} \right)}, \quad (3.38)$$

$$R_{\text{innen}} = \frac{2\pi}{\mu_0 h_{\text{P}} \ln \left(\frac{d_{i,\text{P}}}{d_{i,\text{Sp}}} \right)}, \quad (3.39)$$

$$R_{\text{aussen}} = \frac{2\pi}{\mu_0 h_{\text{P}} \ln \left(\frac{d_{a,\text{Sp}}}{d_{a,\text{P}}} \right)}. \quad (3.40)$$

Durch Parallelschaltung ergibt sich der Luftgesamtwiderstand $R_{\text{Luft,a}}$ durch axial geteilte Feldgebiete

$$R_{\text{Luft,a}} = \frac{2\pi}{\mu_0 \left(h_{\text{P}} \ln \left(\frac{d_{a,\text{Sp}}}{d_{a,\text{P}}} \right) + h_{\text{P}} \ln \left(\frac{d_{i,\text{P}}}{d_{i,\text{Sp}}} \right) + (h_{\text{Sp}} - h_{\text{P}}) \ln \left(\frac{d_{a,\text{Sp}}}{d_{i,\text{Sp}}} \right) \right)} \quad (3.41)$$

und vereinfacht

$$R_{\text{Luft,a}} = \frac{2\pi}{\mu_0 \left(h_{\text{Sp}} \ln \left(\frac{d_{a,\text{Sp}}}{d_{i,\text{Sp}}} \right) - h_{\text{P}} \ln \left(\frac{d_{a,\text{P}}}{d_{i,\text{P}}} \right) \right)}. \quad (3.42)$$

Bei der radialen Einteilung ergibt sich

$$R_{\text{unten,oben}} = \frac{2\pi}{\mu_0 (h_{\text{Sp}} - h_{\text{P}}) \ln \left(\frac{d_{a,\text{P}}}{d_{i,\text{P}}} \right)}, \quad (3.43)$$

$$R_{\text{innen}} = \frac{2\pi}{\mu_0 h_{\text{Sp}} \ln\left(\frac{d_{\text{i,P}}}{d_{\text{i,Sp}}}\right)}, \quad (3.44)$$

$$R_{\text{aussen}} = \frac{2\pi}{\mu_0 h_{\text{Sp}} \ln\left(\frac{d_{\text{a,Sp}}}{d_{\text{a,P}}}\right)}. \quad (3.45)$$

Durch Parallelschaltung ergibt sich der Luftgesamtwiderstand $R_{\text{Luft,r}}$ durch radial geteilte Feldgebiete

$$R_{\text{Luft,r}} = \frac{2\pi}{\mu_0 \left(h_{\text{Sp}} \ln\left(\frac{d_{\text{i,P}}}{d_{\text{i,Sp}}}\right) + h_{\text{Sp}} \ln\left(\frac{d_{\text{a,Sp}}}{d_{\text{a,P}}}\right) + (h_{\text{Sp}} - h_{\text{P}}) \ln\left(\frac{d_{\text{a,P}}}{d_{\text{i,P}}}\right) \right)} \quad (3.46)$$

und vereinfacht

$$R_{\text{Luft,r}} = \frac{2\pi}{\mu_0 \left(h_{\text{Sp}} \ln\left(\frac{d_{\text{a,Sp}}}{d_{\text{i,Sp}}}\right) - h_{\text{P}} \ln\left(\frac{d_{\text{a,P}}}{d_{\text{i,P}}}\right) \right)} \quad (3.47)$$

Beide Ansätze führen zum gleichen Ergebnis.

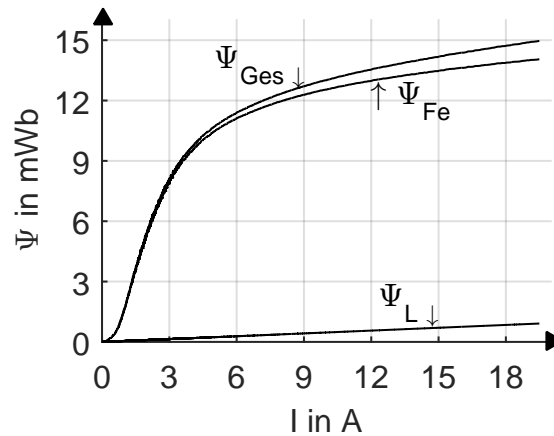


Abbildung 3.13: Beispielmessung und Luftflusskorrektur

Die Bedeutung der Luftflusskompensation zeigt die Beispielmessung in Abbildung 3.13. Hier wurde eine Ringkernprobe mit Innendurchmesser $d_{\text{i,P}} = 39.6$ mm, Außendurchmesser $d_{\text{a,P}} = 56.1$ mm und Höhe $h_{\text{P}} = 10$ mm im vorgestellten Topfadapter gemessen. Die Streuflussgerade weist bei einem Spulenstrom von 19 A einen Fluss von 0.89 mWb auf. Dies ist 6.36 % des Flusses durch die Probe.

3.8.3 Demonstratormagnet

Zur Demonstration der Messmöglichkeiten an einem schaltenden Elektromagnet wurde als Beispielmagnet ein Antrieb für Pneumatikventile der Firma Festo ausgewählt, dargestellt

in Abbildung 3.16. Die Spulenbaugruppe MSFG stellt die Erregung der Magnetbaugruppe für elektrisch betriebene Pneumatikventile der MFH-Serie. Die zugehörige Ventilmechanik inklusive Anker und Ankerführungsrohr ist im zugehörigen Magnetventil der Serie MFH integriert. Die Spulenbaugruppe wird für verschiedene Betriebsspannungen (12 V, 24 V und 42 V) mit unterschiedlichen Spulenvarianten gefertigt. Zur Untersuchung wurde der 12 V-Typ ausgewählt. Dies ist die Variante mit der kleinsten Betriebsspannung. Damit ergibt sich ein Spulennennstrom von 0.34 A. Sie wurde ausgewählt, damit bei Stromeinprägung eine ausreichende Spannungsreserve für dynamische Regelvorgänge zur Verfügung steht und der Spulenstrom nicht zu gering ist, um robust gegen Störquellen zu sein.

Ein Elektromagnet dieser Bauform wird in der Dissertation von Schultz [Sch06] als Beispielmagnet für den simulationsgestützten Entwurf elektromagnetischer Linearaktoren für fluidtechnische Ventile verwendet. Eine detaillierte Beschreibung des Magnetkreises inkl. FEM-Simulation des Magneten sind in dieser Arbeit zu finden. Bei dem MSFG12 handelt es sich um einen Tauchankerbügelmagneten mit einem Stumpfankersystem [Sch06]. Dies ermöglicht ein möglichst homogenes Magnetfeld im Luftspalt. Zur Rückführung des Magnetflusses wird bei Schaltmagneten zur Betätigung von Pneumatikventilen vielfach ein einseitig verlaufender Eisenbügel genutzt. Diese preiswerte und platzsparende Bauform findet auch beim ausgewählten Schaltmagnet Anwendung.

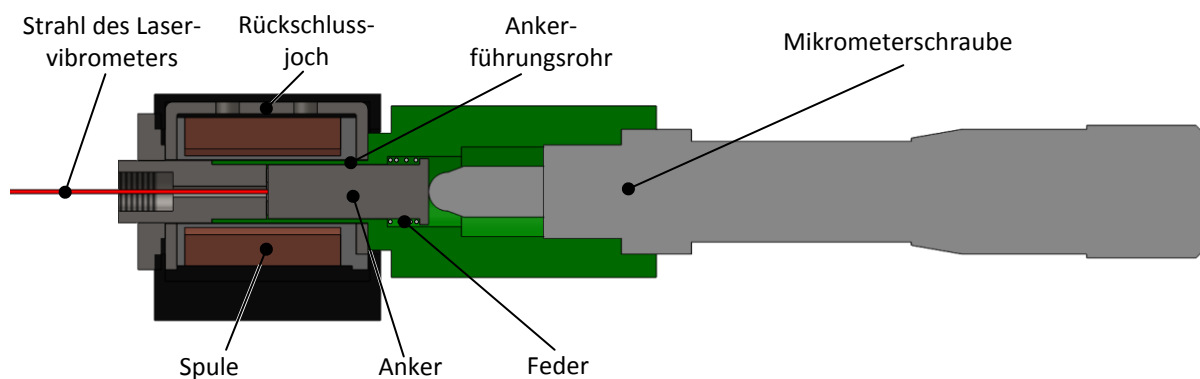


Abbildung 3.14: Schnittdarstellung des Demonstratormagneten

Zur Untersuchung des Magneten wurden ein Ankerführungsrohr und ein Anker angefertigt, die die für diese Untersuchung irrelevante Ventilmechanik nicht enthalten. Dafür wurde eine Möglichkeit zur Einstellung des Ankerhubs mittels Mikrometerschraube und ein optisches Wegmesssystem mittels Vibrometer hinzugefügt, um Informationen über die Ankerbewegung als Referenz für den neu zu entwickelnden Algorithmus zu erhalten. Geführt wird der Anker in der Festo-Ventil-Anwendung in einem Messingrohr. Magnetisch gesehen stellt dieses einen Wirbelstromkurzschlussring dar, der die Feldänderung im Inneren des Magneten

und besonders im Bereich des Arbeitsluftspalts verzögert. Um einen für die Ankerhubmessung messtechnisch möglichst optimalen Elektromagneten zu erhalten, wurde dieses Messingrohr für diese Untersuchung durch ein Rohr aus glasfaserverstärktem Kunststoff (GFK) ersetzt. Diese Modifikationen verändern selbstverständlich die Eigenschaften des Magneten. Ziel ist es einen Elektromagneten zu erhalten, der für die Untersuchungen zur Ankerhubmessung optimal ist. Abweichungen im Schaltverhalten zum Serienmagnet sind für diese Untersuchung irrelevant.

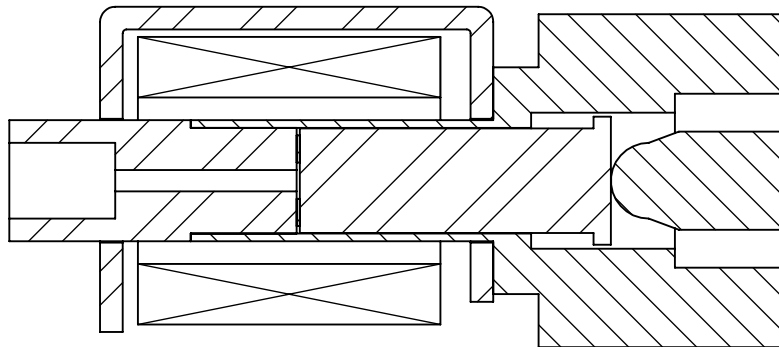


Abbildung 3.15: Magnetisch relevante Komponenten des Demonstratormagneten



Abbildung 3.16: Festo-Pneumatikventil MFH-3-M5 mit MSFG-Spulenbaugruppe

Entwicklung eines Testansteuerprofils durch Analyse der Einflussfaktoren auf die $\Psi(I)$ -Kennlinie

4.1 Unipolare und bipolare Erregung

Gleichstrommagnete werden im Normalbetrieb unipolar angesteuert. Das heißt, es wird eine solche Spannung angelegt, dass eine Auf- und Abmagnetisierung und keine Ummagnetisierung des Magnetkreismaterials stattfindet. Die im Material entstehenden Verluste sind geringer als bei bipolarer Aussteuerung. Nach Radler [Rad11] muss die magnetische Messtechnik der Forderung nachkommen, frei definierbare unipolare Messungen durchführen zu können, um so das Betriebsverhalten des Magneten und die entstehenden Verluste einsatznah charakterisieren zu können.

Ansteuersignalverläufe, die für den speziellen Betriebsfall des Elektromagneten optimiert wurden, führen oft zu starken Wirbelströmen, sodass die dabei gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinien zur Charakterisierung des Bewegungsverhaltens von Elektromagneten ungeeignet sind. Die markanten Punkte werden durch Wirbelströme stark verschliffen. Ebenso kann es zur

Überlagerung mehrerer relevanter Effekte kommen. Daher ist es zur Charakterisierung von Elektromagneten sinnvoll, spezielle Testsignale zu entwickeln [Den12b], [JSN⁺11], [MS02].

Für die Bestimmung des Ankerhubs ist eine unipolare Ansteuerung ungeeignet. Bei der Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie mittels Induktionsmethode hat die unipolare Ansteuerung den Nachteil, dass ein remanenter Ruhefluss nicht erfasst werden kann. Dieser tritt auch bei neutralen Elektromagneten auf. Ursache hierfür ist die magnetische Hysterese im Eisenmaterial. Um diesen Ruhefluss zu bestimmen, kann eine zusätzliche Messung mit bipolarer Aussteuerung erfolgen, anhand derer die unipolare Messung ausgerichtet wird [Rad11].

Weiterhin sorgt der remanente Fluss im Eisenkreis dafür, dass der magnetische Fluss nie auf den Wert Null absinkt. Gerade dieser Punkt bildet, wie im folgenden Kapitel gezeigt wird, einen wichtigen Punkt für die Ankerhubbestimmung. Daher ist es sinnvoll ein Ansteuerprofil zu wählen, bei dem der magnetische Fluss den Wert Null durchschreitet und damit seine Richtung umkehrt.

Auf diese Weise sorgt das Testansteuerprofil aufgrund der bipolaren Ansteuerung, bedingt durch die größeren Hystereseverluste, für einen höheren Energieeintrag in das System. Dies muss bei der Planung des Messablaufs berücksichtigt werden.

4.2 Einfluss der Ummagnetisierungsgeschwindigkeit

Nach Radler [Rad11] hängt die Güte der ermittelten $\Psi(I)$ -Kennlinie stark von den Ummagnetisierungsgeschwindigkeiten ab. „Je höher die Erregerfrequenz ist, desto größer ist der Betrag der induzierten Spannung. Fehler, die durch Offsets bei der Integration entstehen, sind bei großen Signalamplituden verhältnismäßig klein.“ [Rad11, S.26] Andererseits führen hohe Erregerfrequenzen zu großen Wirbelströmen, die wiederum die Detektion des Schaltverhaltens verschlechtern. Daher muss für jeden Aktor die optimale Messfrequenz ermittelt werden. Im Vergleich zum Ansteuerprofil des Normalbetriebs, vgl. Abbildung 2.3, ist die Magnetisierungsgeschwindigkeit des Testsignals geringer, um den Einfluss von ratenabhängigen Effekten zu minimieren. Dies sorgt besonders bei Elektromagneten, die im Normalbetrieb übererregt betrieben werden, dafür, dass ein für den Elektromagneten großer Strom länger fließt. Hierdurch kommt es zu einem zusätzlichen Energieeintrag und damit zur Erwärmung des Aktors. Aus diesem Grund soll die Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie zur Bestimmung des Ankerhubs im Kurzzeitbetrieb durchgeführt werden. Dies bedeutet nach DIN VDE 0580 [DIN00], dass die Spule mit überhöhter Leistung nur solange bestromt wird, dass die Beharrungstemperatur nicht erreicht wird. Anschließend muss eine stromlose

Pausenzeit eingehalten werden, die lang genug ist, dass der Magnet wieder auf Ausgangstemperatur abkühlen kann. Eventuelle Wiederholungen der Messung zur Verringerung der Messunsicherheit müssen dies berücksichtigen. Die auf diese Weise auf jeden Fall zu erwartende Erwärmung des Aktors sollte nach den von Radler [Rad11] vorgeschlagenen Methoden berücksichtigt werden. Dies erfordert eine Bestimmung des Spulenwiderstands vor und nach der Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie.

4.3 Temperatureinfluss

Pawelczak [Paw04] weist darauf hin, dass eine Temperaturänderung Einfluss auf die $B(H)$ -Kennlinie und den elektrischen Leitwert hat und damit die Nutzung der inneren sensorischen Effekte erschwert.

Die magnetischen Eigenschaften von ferromagnetischen Stoffen sind temperaturabhängig. Bei den meisten ferromagnetischen Materialien sinkt die Sättigungsflussdichte mit steigender Temperatur. Die relative Permeabilität für kleine Feldstärken steigt an. Im Bereich nahe der Curietemperatur verändert sich das Verhalten rapide in Richtung Paramagnetismus [Boz93], [KPL⁺67].

Allerdings liegt die Curietemperatur für übliche Konstruktionswerkstoffe von Elektromagneten bei über 700°C. Diese Temperatur wird bei den meisten technisch eingesetzten Elektromagneten nicht erreicht, da andere Komponenten, wie etwa die Isolierung der Kupferspulen, bei geringeren Temperaturen versagen. (Zur Charakterisierung der maximalen Einsatztemperatur von z.B. Kupferlackdraht wird die Isolierstoffklasse verwendet. Die höchste nach DIN EN 60085 [DIN08] definierte Isolierstoffklasse ist 250°C.)

Allerdings ändert sich der elektrische Leitwert im üblichen Temperatureinsatzbereich von Elektromagneten (20°C bis 60°C für industrielle Anwendungen, bzw. -40° bis 150°C für Automobilanwendungen) deutlich. Damit verbunden ist eine Veränderung der Wirbelstrominflüsse, welche sich in einer Veränderung der Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie zeigt.

Die thermische Zeitkonstante ist meist groß im Vergleich zu den elektrischen, magnetischen und mechanischen Zeitkonstanten. In der Regel wird deshalb bei der Beschreibung des dynamischen Verhaltens eines Elektromagneten auf die Betrachtung der thermischen Eigenschaften verzichtet [Rad11]. Trotzdem muss der Einfluss von unterschiedlichen Proben Temperaturen bei der Bestimmung des Ankerhubs auf Basis von $\Psi(I)$ -Kennlinien berücksichtigt werden.

Die Stärke der Wirbelströme ändert sich linear mit dem elektrischen Leitwert des Materials. Auf die Verteilung der Wirbelströme im Material hat die Temperatur und damit der elektrische Leitwert keinen Einfluss, solange davon ausgegangen wird, dass sich der gesamte Aktor gleichmäßig erwärmt. Ebenso ändern sich die Wirbelströme, entsprechend des Ohmschen Gesetzes, linear mit der im Eisen induzierten elektrischen Spannung. Diese wiederum ist linear abhängig von der Änderung des verketteten magnetischen Flusses. Demzufolge muss bei der Auswahl des zeitlichen Verlaufs des Erregungssignals auch der Temperatureinfluss der Wirbelströme beachtet werden. Ausgehend von der Forderung für die Ankerhubbestimmung möglichst geringen Wirbelstromeinfluss zu haben, erscheint eine Messung an der oberen Grenze des Temperaturbereichs sinnvoll. Dem entgegen stehen allerdings verschiedene Punkte.

Mit zunehmender Temperatur der Leiters steigt das Wärmerauschen des ohmschen Widerstands proportional zur Temperatur [Mül90] [Wei99] [Sti15] und stellt damit eine weitere Störgröße bei der Erfassung der $\Psi(I)$ -Kennlinie dar. Da zur Bestimmung des verketteten magnetischen Flusses über die Aktorspannung integriert wird, wird der Einfluss des Wärmerauschens auf die $\Psi(I)$ -Kennlinie bedingt durch das Messprinzip eingedämmt. Die Frequenzen des thermischen Rauschens sind sehr viel größer als die Ummagnetisierungsfrequenz.

Für eine möglichst exakte Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie muss eine Temperaturänderung der Probe während der Messung so gut wie möglich unterbunden werden. Eine große Temperaturdifferenz zwischen Aktor und Umgebung sorgt allerdings für schnelle Temperaturänderungen des Aktors, bei ungleichmäßiger Wärmezufuhr durch den Erregungsstrom. Daher ist eine hohe Übertemperatur des Aktors gegenüber der Umgebung zu vermeiden. Eine zu hohe Übertemperatur sollte ebenfalls vermieden werden, um ausreichend Sicherheit gegen thermisches Versagen der Bauteile zu erhalten.

4.4 Einfluss der Signalform

4.4.1 Theoretische Überlegung

Die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie wird durch Wirbelströme stark verändert. Als Erregungsform bieten sich prinzipiell die dreieckförmige und die sinusförmige Erregungsform an.

Die wesentliche Eigenschaft, welche auch den größten Vorteil der dreieckförmigen Erregung darstellt, ist, dass der Betrag des Anstiegs konstant ist. Hierdurch wird eine konstante

Ummagnetisierung erreicht. Dieser Vorteil bedingt allerdings auch, dass das dreieckförmige Signal nicht stetig differenzierbar ist. In den Extrempunkten weist die Ableitung einen Sprung auf. Diesem können ratenabhängige Effekte wie Wirbelströme nicht direkt folgen, wodurch die gemessene $\Psi(I)$ -Kennlinie hier eine Verzerrung erfährt. Bei Aktoren mit hohem Wirbelstromanteil äußert sich dies zum Beispiel bei Stromeinprägung darin, dass die Maximalwerte von Strom und Fluss nicht zum gleichen Zeitpunkt auftreten. Während der Strom bereits wieder sinkt, steigt der verkettete magnetische Fluss eine gewisse Zeit lang weiter an, bevor er wieder zu fallen beginnt.

Dem gegenüber steht die sinusförmige Erregungsform. Diese wird nach DIN EN 60404-2 [DIN09a] für die Messung an Ringkernproben und Epsteinrahmen empfohlen. Die Sinusfunktion ist beliebig oft stetig differenzierbar. Daher weist sie eine sanfte Umkehr in den Extremlagen auf. Dieser Vorteil bedingt den Nachteil, dass die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit einen ungleichmäßigen Verlauf hat. Während die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit in den Extrempunkten am geringsten ist, ist diese im Bereich des Nulldurchgangs am größten. In diesem Bereich tritt demzufolge auch der stärkste Einfluss von Wirbelströmen auf.

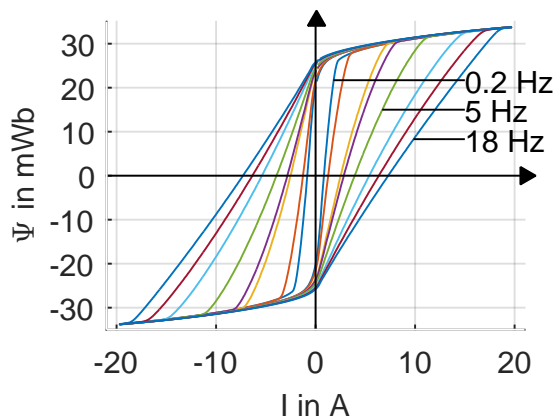
4.4.2 Beispielmessung an einer Ringkernprobe

Der Einfluss des zeitlichen Verlaufs der Ummagnetisierung auf die Wirbelströme und damit auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie kann anhand einer Beispielmessung an Ringkernproben demonstriert werden. Dazu wird eine Ringkernprobe nacheinander mittels sinusförmigem Strom, dreieckförmigem Strom und konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit ummagnetisiert und die $\Psi(I)$ -Kennlinie gemessen. In mehreren Messungen wird dabei die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit variiert. Dabei ergeben sich die Ummagnetisierungskurven nach Abbildung 4.1.

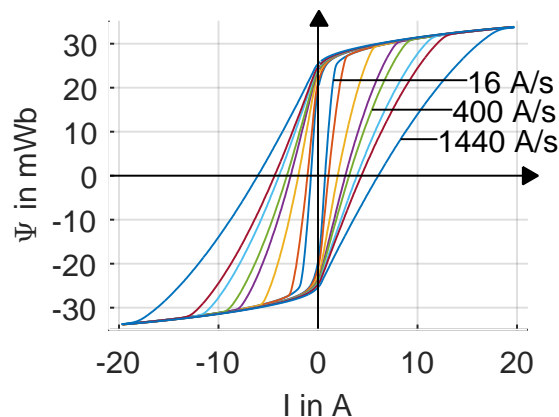
Es ist eine deutliche Veränderung der Form der Ummagnetisierungskurve zu sehen. Die Ummagnetisierung zwischen den Sättigungen bei der sinusförmigen Bestromung ist in der Darstellung als $\Psi(I)$ -Kennlinie näherungsweise eine Gerade, die mit einem relativ scharfen Knick in die Sättigung übergeht. Im Vergleich dazu ist der Übergang bei Ummagnetisierung mit konstanter Stromänderungsgeschwindigkeit runder. Wesentlich größer ist der Unterschied zur Ummagnetisierung mit konstanter Flussänderung. Hier sieht die Kurve sichelförmig aus.

Auffällig ist weiterhin, dass die eingeschlossene Fläche der Ummagnetisierungskurve, die der Ummagnetisierungsarbeit entspricht, bei der Flussregelung ebenfalls deutlich geringer

a) Sinusförmiger Strom



b) Dreieckförmiger Strom



c) Konstante Flussänderungsgeschwindigkeit

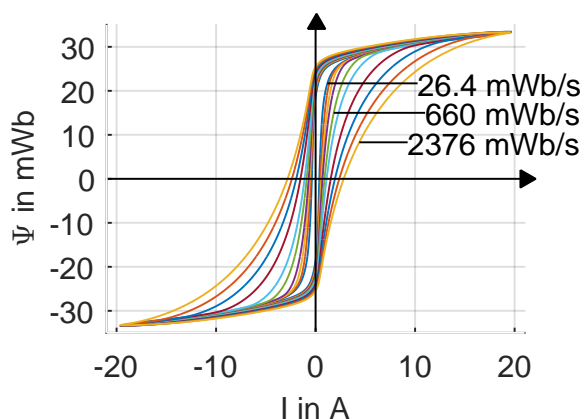
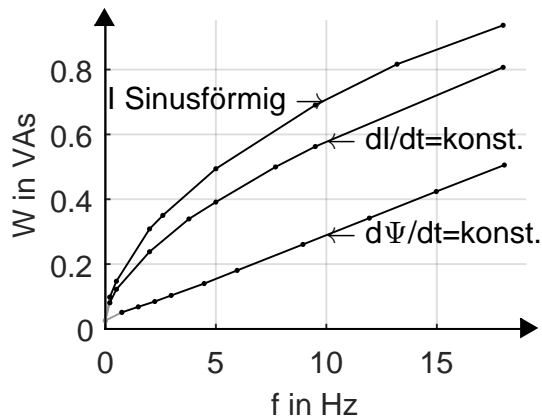


Abbildung 4.1: Frequenzvariation bei der Messung von Ummagnetisierungskurven

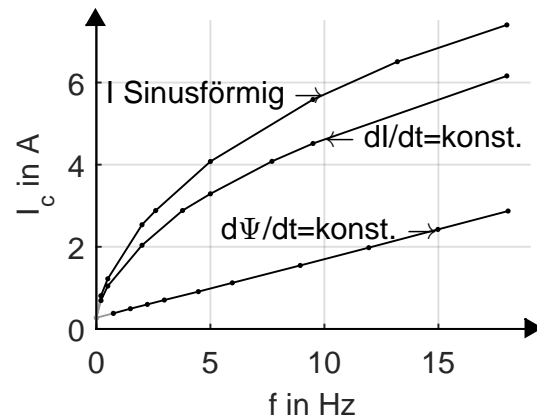
ist. Die Ummagnetisierungsarbeit setzt sich aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen. Die Hystereseverluste sind in allen Fällen gleich groß, da bis zum gleichen Fluss angesteuert wurde, sodass die Änderung der Fläche allein auf die Änderung der Wirbelstromverhältnisse zurückzuführen ist. In Abbildung 4.2 a) ist die Ummagnetisierungsarbeit in Abhängigkeit von der Ummagnetisierungsfrequenz aufgetragen. Sollen die reinen Hystereseverluste erfasst werden, muss die Messung für eine Ummagnetisierungsfrequenz von 0 Hz extrapoliert werden. In Abbildung 4.2 a) ist zu sehen, dass der Zusammenhang zwischen Ummagnetisierungsarbeit und Ummagnetisierungsfrequenz bei konstanter Flussänderung linear ist. Dies macht eine Extrapolation einfach. Aufgrund der starken Krümmung und Krümmungsänderung ist die Extrapolation für die anderen Ummagnetisierungsprofile mit größeren Unsicherheiten verbunden. Weiterhin weist die langsamste mit Flussregler messbare Kurve die geringste Fläche im Vergleich zu den anderen Messungen mit geringster Ummagnetisierungsfrequenz auf. Demzufolge ist bei der Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie

nach der Induktionsmethode die Messung mittels Flussregler die beste messbare Näherung für die statische Hysteresekurve (bei einer gegebenen Messhardware).

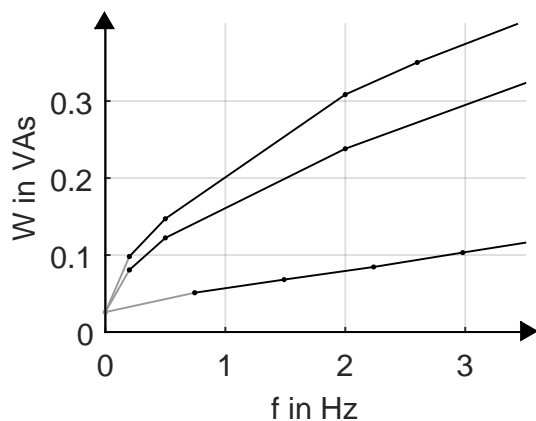
a) Ummagnetisierungsarbeit



b) Strom bei Fluss gleich Null



c) Ausschnittsvergrößerung aus a)



d) Ausschnittsvergrößerung aus b)

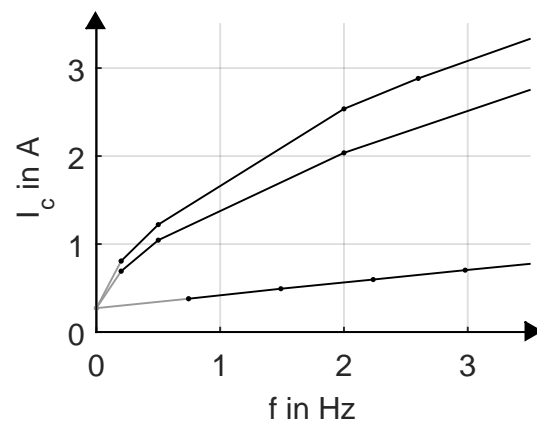


Abbildung 4.2: a) Abhängigkeit der Ummagnetisierungsarbeit und b) des Stroms bei Fluss gleich Null von der Ummagnetisierungsfrequenz
schwarz: gemessen, grau: extrapoliert für f gegen Null

Analog bildet die Messung mit konstanter Flussänderung auch die beste Möglichkeit, die Koerzitivfeldstärke bzw. den entsprechenden Strom bei Fluss gleich Null I_c zu extrapolieren. Nach Abbildung 4.2 b) ist der Zusammenhang zwischen I_c und der Ummagnetisierungsfrequenz bei konstanter Flussänderung ebenfalls eine Gerade.

Im Gegensatz dazu ist die Änderung der Kennlinie im Bereich der Sättigung bei der Messung mit Flussregelung am größten.

Demzufolge muss abhängig vom Ziel der Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie entschieden werden, worauf besonderes Augenmerk gelegt werden soll. Bei der Ankerhubmessung interessiert

insbesondere der Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Nulldurchgang des Flusses. Um den Wirbelstromeinfluss in diesem Bereich nicht unnötig zu vergrößern, ist für die Ankerhubmessung ein dreieckförmiges Ummagnetisierungsprofil besser geeignet.

4.5 Wirbelstromverhältnisse zu Beginn der Messperiode

Trotz der aufgezeigten Forderung nach einer kurzen Messung mit wenigen Ummagnetisierungsvorgängen muss die Messung in periodischer Ummagnetisierung erfolgen, sodass die Wirbelstromverhältnisse im Messobjekt bei Messbeginn und -ende, bzw. bei maximal positiver und maximal negativer Aussteuerung gleich sind. Ist dies nicht der Fall, entsteht eine asymmetrische $\Psi(I)$ -Kennlinie. Die Ummagnetisierungskurve ist nicht geschlossen, da die magnetischen Zustände im Aktor zu Beginn und Ende der Messung nicht identisch sind.

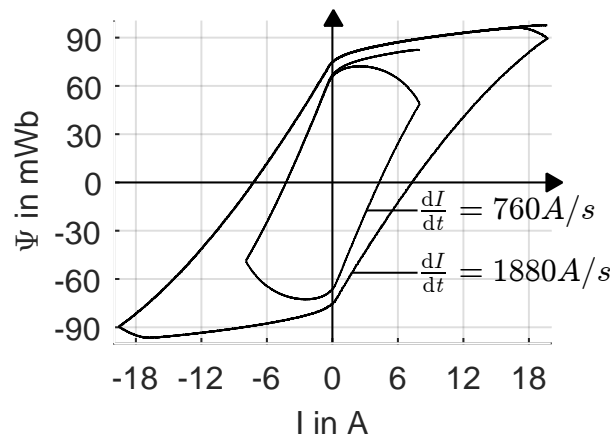


Abbildung 4.3: Beispielmessungen an einer Ringkernprobe mit unterschiedlichen Stromänderungsgeschwindigkeiten (760 A/s und 1880 A/s) und maximalen Aussteuerungen (8 A und 20 A), stromgeregelt mit dreieckförmigem Stromverlauf zur Demonstration des Einflusses der Wirbelströme am Messbeginn

Deutlich wird dies an der Beispielmessung in Abbildung 4.3. Dazu wurde eine Ringkernprobe mittels Stromregler mit dem dreieckförmigen Magnetisierungsprofil nach Abbildung 4.4 bestromt und die $\Psi(I)$ -Kennlinie ermittelt. Die Messung wurde bei zwei unterschiedlichen Stromänderungsgeschwindigkeiten (760 A/s und 1880 A/s) und zwei unterschiedlichen maximalen Aussteuerungen (8 A und 20 A) durchgeführt. Zu Demonstrationszwecken wurde diese Messung vom ersten Maximum bis zum zweiten Minimum der Erregung, also über anderthalb elektrische Perioden ausgewertet und die $\Psi(I)$ -Kennlinie bestimmt. Der ausgewertete Zeitabschnitt ist in Abbildung 4.4 mit $t_{p,1.5}$ gekennzeichnet. Zu Beginn des

ausgewerteten Bereichs sind kaum Wirbelströme in der Probe, da vor Beginn der Messung ein stationärer Zustand eingestellt wurde. Während der ersten halben Periode vom ersten Maximum zum ersten Minimum bauen sich die Wirbelströme in der Probe auf. Die Kennlinie beginnt jeweils in der rechten oberen Ecke und durchläuft dann die Hysteresekurve im mathematisch positivem Drehsinn. Dabei erreicht die Kennlinie den Ausgangspunkt nicht wieder. Allerdings läuft der Ast zu Beginn der Messung während der ersten halben Periode in den Kurvenverlauf der geschlossenen Ummagnetisierungskurve ein. Demzufolge sind die Wirbelströme innerhalb der Probe nach der ersten halben elektrischen Periode gleich den Wirbelströmen nach anderthalb elektrischen Perioden.

4.6 Erregungsprofil zur Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie

Aus den Überlegungen in Abschnitt 4.4 ergibt sich das Testerregungsprofil nach Abbildung 4.4. Zu Beginn der Messung ist die Erregung der Spule nicht vorhanden und der Elektromagnet ist auf Bezugstemperatur abgekühlt. Jetzt wird der Spulenstrom auf einen Gleichstrom erhöht, der kleiner oder gleich dem Nennstrom des Magneten ist. Auf diesem Plateau verharret der Gleichstrom solange, bis auch die Aktorspannung einen konstanten Wert angenommen hat. Dies ist der Fall, wenn alle ratenabhängigen Effekte abgeklungen sind. Jetzt kann der Spulenwiderstand das erste Mal bestimmt werden. Von diesem Stromniveau aus wird der Strom nun entsprechend des gewählten Magnetisierungsprofils bis zum Maximalstrom erhöht und anschließend anderthalb Perioden des Magnetisierungsprofils ausgegeben. Dabei dient das erste Anheben des Stroms sowie die folgende erste halbe Periode dazu, definierte Wirbelstromverhältnisse im Elektromagneten zu erzeugen. Die nun folgende ganze Periode des Magnetisierungsprofils, in Abbildung 4.4 mit t_p gekennzeichnet, ist die Periode, die für die tatsächliche Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie verwendet wird. Anschließend wird der Spulenstrom wieder auf den Betrag des Stroms zur Messung des Widerstands abgesenkt, allerdings mit negativem Vorzeichen. Dieser Strom wird nun wieder konstant gehalten, bis auch die Aktorspannung wieder konstant ist und der Spulenwiderstand erneut gemessen werden kann. Anschließend wird die Erregung wieder auf Null abgesenkt, sodass der Aktor wieder abkühlen kann.

Für die Wahl eines geeigneten Stroms zur Messung des ohmschen Widerstands der Spule gibt es verschiedene kontroverse Randbedingungen. Im Sinne einer geringen Messunsicherheit ist ein möglichst großer Strom und damit auch eine möglichst hohe Spannung wünschenswert. Dadurch wirken sich Offsets bei der Strom- und Spannungsmessung geringer auf den ermittelten Widerstand aus. Gleichzeitig wird der Messbereich des ADC besser aus-

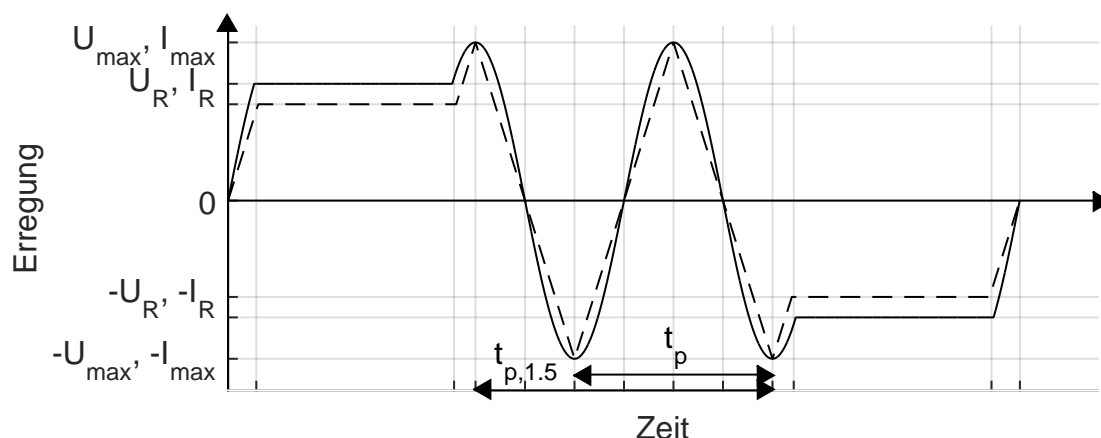


Abbildung 4.4: Zeitlicher Verlauf der Erregung:
 durchgezogene Linie: Sinusförmiges Magnetisierungsprofil
 gestrichelte Linie: Dreieckförmiges Magnetisierungsprofil

genutzt, wodurch der Diskretisierungsfehler geringer ist. Dem entgegen steht der Wunsch, während der Messung des Widerstands möglichst wenig Energie in den Aktor einzutragen, um somit eine unnötige Erwärmung und damit verbundene Änderung des Widerstands zu vermeiden.

Soll eine modellbasierte Korrektur der Widerstandsänderung nach Radler [Rad11] erfolgen, ist es sinnvoll, dass sich die Temperatur der Spule und damit der Widerstand möglichst gleichmäßig ändern. Dies kann erreicht werden, indem der quadratische Mittelwert des Stroms während der dynamischen Ummagnetisierung gleich dem quadratischen Wert des Stroms während der Widerstandsmessphase ist. In Abbildung 4.4 ist zu sehen, dass sich die Höhe des Messstroms in diesem Fall abhängig vom Magnetisierungsprofil ändert. Der quadratische Mittelwert eines sinusförmigen Signals ist höher als der quadratische Mittelwert des dreieckförmigen Signals. Bei der Berechnung des quadratischen Mittelwerts ist zu beachten, dass im zeitlichen Verlauf der Erregung nicht nur ganze Perioden enthalten sind. Demzufolge ist der quadratische Mittelwert über die etwa eindreiviertel Perioden größer als der quadratische Mittelwert einer Periode. Wird die Messung mit Stromeinprägung durchgeführt, kann der notwendige Messstrom im Vorhinein berechnet und vorgegeben werden. Im Fall von Spannungseinprägung oder Flussregelung kann dieser Wert vor der Messung nur abgeschätzt werden.

Für das Grundprofil der Testerregung ist unerheblich, ob das eigentliche Magnetisierungsprofil mittels Spannungseinprägung, Stromeinprägung oder Flussregelung erreicht wird. Ebenso kann es unabhängig von der verwendeten Signalform des Magnetisierungsprofils definiert werden.

Im quasistatischen Fall spielt der zeitliche Verlauf der Ummagnetisierung keine Rolle und es entsteht immer die gleiche $\Psi(I)$ -Kennlinie. Auf Grund von Wirbelströmen und der Zeit, die der Anker für seine Bewegung braucht, ist der zeitliche Verlauf der Ummagnetisierung relevant (siehe Kapitel 6.2). Die Freiheit bei den denkbaren Magnetisierungsprofilen ist groß. Lediglich die maximal zur Verfügung stehende Betriebsspannung begrenzt den maximalen Anstieg des Stroms.

4.7 Einfluss der Signalform der Erregung auf die Messunsicherheit

4.7.1 Theoretische Überlegung

Ziel ist es, ein Ansteuerprofil zu verwenden, das eine Ummagnetisierungskurvenmessung mit optimaler Reproduzierbarkeit gewährleistet und gleichzeitig eine gute Extraktion der für die Ankerhubbestimmung notwendigen Parameter ermöglicht. Ausgehend von Gleichung (3.3) und (3.4) ergibt sich der gemessene verkettete magnetische Fluss

$$\Psi_{\text{mess}}(t) = \int [u_p(t) - R_{\text{Cu}}(t) \cdot i(t)] dt. \quad (4.1)$$

Treten bei der Bestimmung von Spannung, Strom und Spulenwiderstand Messabweichungen auf, so ergibt sich

$$\Psi_{\text{mess}}(t) = \int [u_p(t) + u_E(t) - (R + R_E(t)) \cdot (i(t) + i_E(t))] dt \quad (4.2)$$

Der Term $\int [R_E(t) \cdot I_E(t)] dt$ ist erwartungsgemäß deutlich kleiner als die anderen, sodass er in Gleichung (4.3) und in der folgenden Betrachtung vernachlässigt wird.

$$\Psi_{\text{mess}}(t) = \Psi(t) + \int u_E(t) dt - R \cdot \int i_E(t) dt - \int [R_E(t) \cdot i(t)] dt \quad (4.3)$$

Die Messabweichung der Spannung $u_E(t)$ und des Stroms $i_E(t)$ teilen sich dabei im wesentlichen in Offset und Rauschen auf. Die Drift von Spannung- und Strommessung ist bei hochwertigen Messsystemen geringer als die anderen aufgeführten Unsicherheiten und wird in dieser Betrachtung vernachlässigt. Ein Offset kann dabei in der Signalvorbereitung vor der Berechnung der $\Psi(I)$ -Kennlinie aufgrund der Symmetriebedingung heraus gerechnet werden. Betrachtet man die Messung über eine ganze elektrische Periode, ist zu sehen, dass

die Erregungsform keinen Einfluss auf die Messunsicherheit der Flussbestimmung bezüglich dieser beiden Terme hat. Lediglich kurze Periodendauern verbessern die Messunsicherheit. Nur die Messunsicherheit, die durch eine ungenaue Bestimmung des ohmschen Widerstands entsteht, ist von der Signalform abhängig. Aus Gleichung (4.3) lässt sich ableiten, dass ein Stromverlauf mit langen Bereichen im Maximalstrom für große Messunsicherheit sorgt.

Nicht direkt aus der Gleichung ersichtlich ist, woher die Unsicherheit bei der Bestimmung des Spulenwiderstands entsteht. Diese sind einerseits auf Offsets der Strom- und Spannungsmessung zurückzuführen, andererseits führt auch eine Erwärmung der Spule während der Messung zu einer Drift des Spulenwiderstands. Demzufolge ist die Erwärmung des Aktors während der Messung so gering wie möglich zu halten. Zum einen erfolgt die Erwärmung des Aktors aus den ohmschen Verlusten der Spule. Diese Verluste werden Kupferverluste genannt. Daher ist ein Stromprofil mit einem geringen Effektivwert des Stroms zu bevorzugen. Zum anderen erfolgt die Erwärmung des Aktors durch Hysterese- und Wirbelstromverluste. Diese Verluste werden Eisenverluste genannt. Die Wirbelströme entstehen proportional zur Änderung des magnetischen Flusses. Treten bei allen Anregungsformen der gleiche maximale und minimale Fluss auf, so ist die Änderung des Flusses im Mittel auch gleich. Da sich allerdings die eingetragene Wärme proportional zum Quadrat des Wirbelstroms verhält, wird mehr Wärme in den Aktor eingetragen, wenn sich der Fluss ungleichmäßig über die Zeit ändert.

4.7.2 Messtechnische Verifikation am Beispiel

Zur messtechnischen Überprüfung des Einflusses der Signalform auf die Messunsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie wurde eine Messreihe an einem Aktor ohne Bewegung durchgeführt. Dazu wurde der Anker eines Flachankertopfmagneten bei minimalem Luftspalt fixiert und die $\Psi(I)$ -Kennlinie bei unterschiedlichen Magnetisierungsprofilen gemessen. Die Magnetisierung erfolgt dabei stromgeregelt. Die untersuchten Stromprofile werden im Folgenden vorgestellt.

Im vorangegangenen Abschnitt wurde festgestellt, dass eine Ummagnetisierung mit konstanter Flussänderung die geringste Messunsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie ergibt. Der notwendige Stromverlauf für den verwendeten nicht schaltenden Flachankertopfmagnet ist in Abbildung 4.5 exemplarisch zu sehen. Dieser Stromverlauf wurde nach Kellerer [Kel10] ermittelt. Da dieses Profil von vielen Einflussfaktoren abhängt, muss es für jeden Aktor und jeden Luftspalt individuell ermittelt werden. Exemplarisch ist dies für verschiedene Magnetisierungsfrequenzen an diesem Aktor mit fixiertem Anker dargestellt.

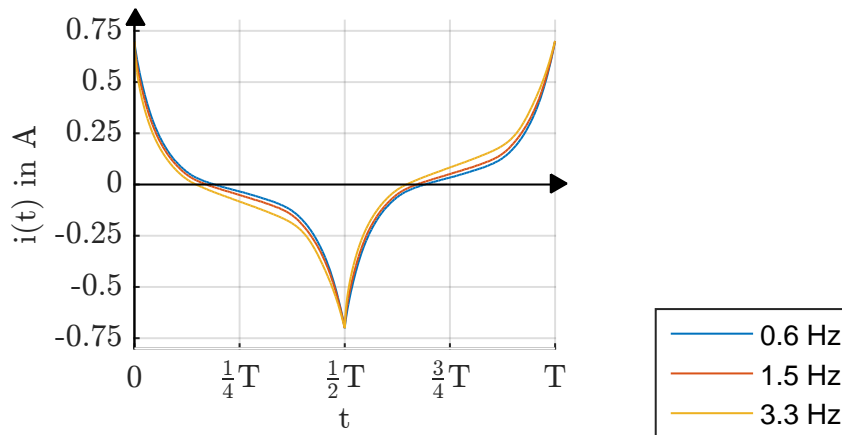


Abbildung 4.5: Nach Kellerer [Kel10] ermittelte Stromform zum Erreichen einer konstanten Flussänderung an einem nicht schaltenden Elektromagneten bei 0.6 Hz, 1.5 Hz und 3.3 Hz

Die vorgeschlagenen Magnetisierungsprofile Sinus und Dreieck lassen sich mit einem Polynom dritten Grades gut abbilden

$$i(t) = a \cdot t^3 + c \cdot t, \quad (4.4)$$

wenn diese Funktion entsprechend gespiegelt und periodisch wiederholt wird. Dabei werden die freien Parameter a und c so gewählt, dass die Funktion für $T/4$ ihr Maximum bei Eins hat und in diesem Punkt einen definierten Anstieg aufweist (Tabelle 4.1).

Tabelle 4.1: Parameter des Magnetisierungsstromprofile nach Gleichung (4.4)

Anstieg im Maximum	a	c
$\frac{0}{\pi}$	-0.39	0.95
$\frac{1}{\pi}$	-0.19	0.80
$\frac{2}{\pi} = \text{tri}$	0.00	0.64
$\frac{3}{\pi}$	0.19	0.48
$\frac{4}{\pi}$	0.39	0.32
$\frac{5}{\pi}$	0.58	0.16
$\frac{6}{\pi}$	0.77	0.00

Wie Abbildung 4.6 zeigt, entsteht für einen Anstieg von Null im Punkt $T/4$ eine Funktion, die den Sinus gut approximiert. Für Anstiege größer Null ist die Funktion in diesem Punkt

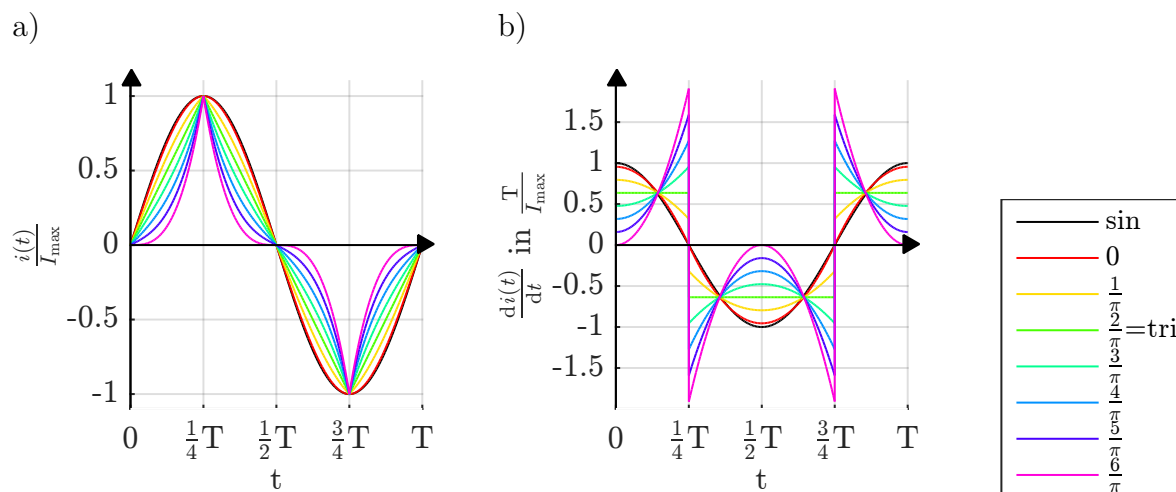


Abbildung 4.6: a) Magnetisierungsstromprofile nach Gleichung (4.4)
 b) Ableitung der Stromprofile nach der Zeit

nicht mehr stetig differenzierbar. Der Grenzwert des Betrags der Ableitung von beiden Seiten ($t < T/4$ und $t > T/4$) ist allerdings der gleiche. Für einen Betrag des Anstiegs von $2/\pi$ entsteht die Dreiecksfunktion. Für eine weitere Vergrößerung des Betrags des Anstiegs im Punkt $T/4$ entsteht ein Stromprofil, das große Ähnlichkeit mit den Funktionen nach Abbildung 4.5 hat. Daher kann die beschriebene Funktion nach Gleichung (4.4) auch als Approximation für Messung mit konstanter Flussänderung verwendet werden. Der Effektivwert des Stroms sinkt proportional zum Betrag des Anstiegs im Maximum, von $1/\sqrt{2} \approx 0.71$ beim Sinus bis zu 0.25 für den maximalen Betrags des Anstiegs von $6/\pi$. Ein größerer Parameterbereich ist mit dieser Funktion nicht abzudecken, da sonst weitere Nebenmaxima und Minima im Stromverlauf entstehen.

Mit diesen Stromprofilen, ermittelt für konstante Flussänderung nach Abbildung 4.5 und mit Variation des Betrags des Anstiegs nach Gleichung (4.4) zur Approximation von Sinus, Dreieck und konstanter Flussänderung, wurde die $\Psi(I)$ -Kennlinie an dem Flachankertopfmagneten mit fixiertem Anker mit einer Ummagnetisierungsfrequenz von 3.3 Hz und 0.6 Hz gemessen und in Abbildung 4.7 dargestellt. Der Einfluss der Wirbelströme auf den Kurvenverlauf ist zu sehen. So sinkt der im Maximum erreichte Fluss bei hohen Ummagnetisierungsgeschwindigkeiten bei maximalem Strom. Gleichzeitig verschiebt sich der Strom beim Nulldurchgang des Flusses. Besonders auffällig ist der Knick der Kennlinie bei $6/\pi$. Ebenso ist hier zu sehen, wie sich die verschiedenen Wirbelstromverhältnisse auf den Energieeintrag auswirken. Da die Hystereseverluste in allen Messungen gleich groß sind, ist die Zunahme der Fläche der Ummagnetisierungskurve von $d\Psi = \text{konst}$ bis hin zum Sinus direkt die Zu-

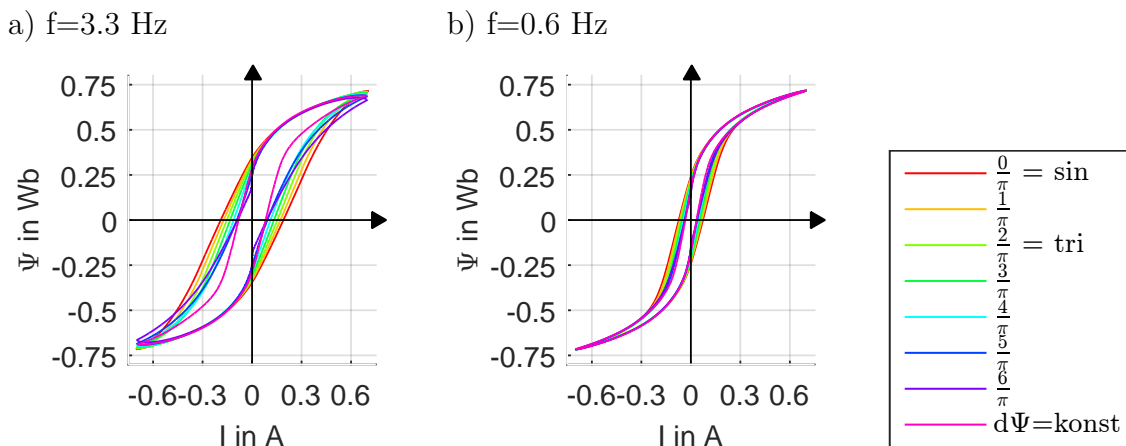


Abbildung 4.7: Gemessene $\Psi(I)$ -Kennlinien bei variierten Stromformen nach Abbildung 4.6

nahme der Energie, die durch Wirbelströme in die Erwärmung des Aktors umgewandelt wird.

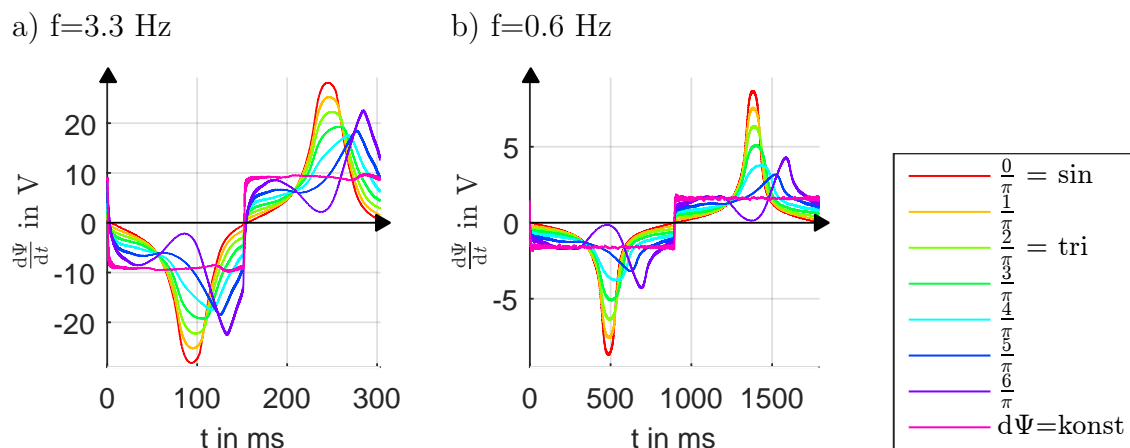


Abbildung 4.8: Ableitung des Flusses nach Abbildung 4.7

Zur Untersuchung der Messunsicherheit in Abhängigkeit von der Stromform wurde die Messung bei allen acht Stromformen bei jeweils drei Frequenzen jeweils zwölfmal wiederholt. Diese Messungen wurden bei minimalem Luftspalt durchgeführt, da hier der Einfluss der magnetischen Nichtlinearität am größten ist. Alle Messungen wurden im thermisch eingeschwungenen Zustand durchgeführt, da sich während der Messung gezeigt hat, dass sich Temperaturschwankungen innerhalb der zwölf Versuchsdurchläufe aufgrund des Energieeintrags während der Messung direkt auf die erreichbare Messunsicherheit auswirken.

Für die Ermittlung der Messunsicherheit von zweidimensionalen Messkurven gibt es verschiedene Ansätze. Es kann die mittlere Abweichung eines jeden Messpunkts zu einer Mittelwertgerade betrachtet werden. Allerdings gibt es verschiedene Möglichkeiten, die Mittelwertkurve zu bestimmen, und abhängig davon ändert sich auch die Größe der Messunsicherheit. Zum einen ist es möglich, die Kurven für jeweils konstante Stromwerte zu mitteln. In diesem Fall ist die Mittelung im Bereich von großen Anstiegen relativ ungenau. Zum anderen kann die Mittelung für konstante Flusswerte erfolgen. In diesem Fall ist die Mittelung im Bereich von kleinen Anstiegen relativ ungenau. Eine dritte Möglichkeit besteht in der Mittelung von Fluss und Strom unabhängig voneinander zu jeweils dem gleichen Zeitpunkt. In diesem Fall wird die Verkoppelung von Fluss und Strom vernachlässigt. In allen Fällen muss der mittlere Abstand eines jeden Punktes von der Mittelwertkurve bestimmt werden. Dies kann nur an einer normierten Kurve durchgeführt werden, da Abszisse und Ordinate eine unterschiedliche Dimension aufweisen. Bei der Auswertung zeigt sich, dass der Einfluss des Mittelungsverfahrens gering ist.

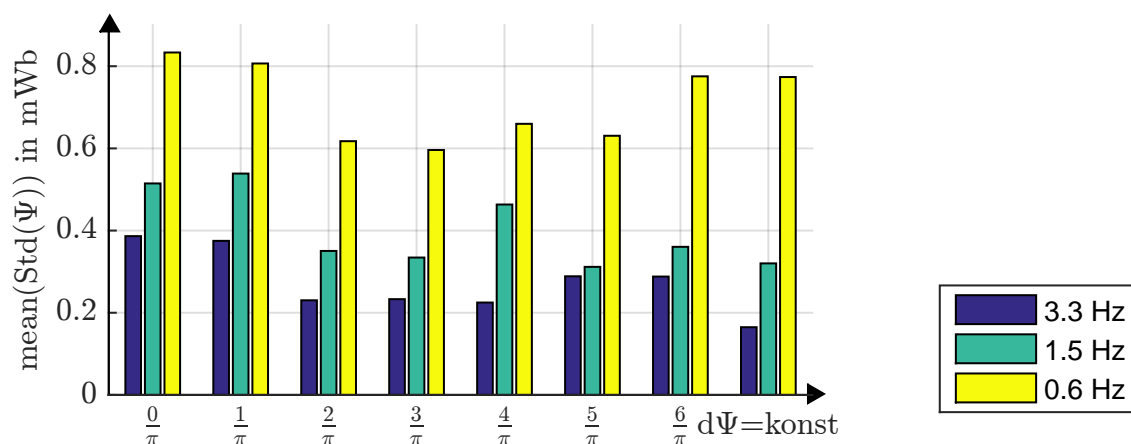


Abbildung 4.9: Mittelwert der Standardabweichung eines jeden Messpunkts von der gemittelten $\Psi(I)$ -Kennlinie (für jeweils konstante Stromwerte) in Abhängigkeit von Signalform und Messfrequenz.

In Abbildung 4.9 (unter Verwendung der Mittelwertkurve für jeweils konstante Stromwerte) ist zu sehen, dass es einen Zusammenhang zwischen der Messunsicherheit und der Erregungsform gibt. So weisen erwartungsgemäß die Messungen mit konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit und deren symmetrische Approximationen ($3/\pi$ und $4/\pi$) die geringste Standardabweichung auf. Allerdings ist dieser Effekt nur bei großen Ummagnetisierungsfrequenzen deutlich. Hier bilden sich signifikant unterschiedliche Wirbelstromverhältnisse aus. Bei geringen Ummagnetisierungsfrequenzen ist dieser Einfluss kaum erkennbar. Dem-

zufolge spielt der Einfluss, in welchen Kurvenabschnitten über wie viel Rauschen integriert wird, eine untergeordnete Rolle.

Die Messung bestätigt weiterhin die These, dass mit zunehmender Ummagnetisierungsfrequenz die Messunsicherheit sinkt. Dies ist daran zu erkennen, dass der Mittelwert der Standardabweichung eines jeden Messpunkts unabhängig vom Magnetisierungsprofil bei großen Ummagnetisierungsfrequenzen bei allen Messungen geringer ist als bei kleineren Ummagnetisierungsfrequenzen.

4.8 Einfluss der Windungszahl

Neben Magnetisierungsform und Magnetisierungsfrequenz hat auch die Windungszahl des Aktors Einfluss auf die benötigte Aktorspannung. Die Windungszahl hat allerdings keinen Einfluss auf das Verhältnis k , mit

$$k = \frac{U_{\text{ind}}}{U_{\text{R}}} \quad (4.5)$$

Dabei beschreibt U_{ind} die Spannung aufgrund von Flussänderung und U_{R} den Spannungsabfall über dem ohmschen Widerstand. Dieses Verhältnis ist relevant für die Bestimmung der $\Psi(I)$ -Kennlinie nach der Methode der Einspulenmessung, da die induzierte Spannung nach Gleichung (3.5) berechnet wird. Somit ist es anzustreben, dass der ohmsche Spannungsanteil der gemessenen Aktorspannung möglichst gering ist, um einerseits eine gute Ausnutzung des Messbereichs des ADC zu erhalten und andererseits den Einfluss von Unsicherheiten bei der Bestimmung dieser Größe zu minimieren.

Beweisen lässt sich dies anhand einfacher Überlegungen. Ein Elektromagnet soll in unterschiedlichen Spulenkonfigurationen, d.h. mit unterschiedlichen Windungszahlen in dem gleichen Wickelfenster, entlang der äußeren Hysteresekurve ummagnetisiert werden, d.h., in allen Fällen wird die gleiche $\Phi(\Theta)$ -Kennlinie durchlaufen. Es gilt:

$$\Theta = N \cdot I \quad (4.6)$$

und

$$\Phi = \frac{\Psi}{N} \quad (4.7)$$

Damit ergibt sich die induzierte Spannung als

$$U_{\text{ind}} = -\frac{d\Psi}{dt} = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.8)$$

Für die Spannungsabfälle an ohmschen Lasten gilt

$$U_{\text{R}} = R \cdot I. \quad (4.9)$$

Unter der Annahme, dass die Wickelfensterfläche A_{W} in allen Fällen gleich groß ist und die mittlere Länge einer Windung l_{m} konstant ist, ergibt sich der ohmsche Widerstand je Windung R_{n}

$$R_{\text{n}} = \rho \cdot \frac{l_{\text{m}}}{\frac{A_{\text{W}}}{N}}, \quad (4.10)$$

wenn weiterhin angenommen wird, dass der Kupferfüllfaktor unabhängig vom Drahtdurchmesser und der Windungszahl ist. Bei großen Drahtdurchmessern ist diese Betrachtung mit Unsicherheiten verbunden. Das hängt damit zusammen, dass die Maße des Wickelfensters selten einem ganzzahligen Vielfachen des Drahtdurchmessers entsprechen und das Wickelfenster damit nicht vollständig ausgenutzt werden kann. Hinzu kommt ein Verlust der Wickelfensterfläche durch das beidseitige Herausführen des Wickeldrahtes. Trotz dieser Einschränkung wird diese Näherung für diese Betrachtung verwendet.

Demnach ergibt sich der Gesamtwiderstand der Spule nach

$$R = N^2 \cdot \rho \frac{l_m}{A_W}. \quad (4.11)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (4.6) und Gleichung (4.11) in Gleichung (4.9) folgt

$$U_R = N \cdot \rho \frac{l_m}{A_W} \cdot \Theta. \quad (4.12)$$

Hieraus folgt das Verhältnis von induzierter Spannung zu ohmscher Spannung

$$k = \frac{U_{\text{ind}}}{U_R} = \frac{-A_W \frac{d\Psi}{dt}}{\rho l_m \Theta} = \frac{-A_W \frac{d\Phi}{dt}}{\rho l_m I}. \quad (4.13)$$

Es ist zu sehen, dass sich die Windungszahl in Gleichung (4.13) kürzt. Hiermit ist die These, dass die Windungszahl keinen Einfluss auf das Verhältnis k von Spannung aufgrund von Flussänderung zu Spannung aufgrund von ohmschen Widerstand hat, belegt. Demzufolge kann durch die Spulenauslegung kein direkter Einfluss auf die Messunsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie genommen werden. Es ist lediglich möglich, die Amplitude der Aktorspannung zu Ungunsten des Aktorstroms zu vergrößern. Hier besteht die Möglichkeit, beide Werte in einen Bereich zu verschieben, der gut gestellt und gemessen werden kann.

4.9 Nomenklatur markanter Punkte der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Verwendung von Testansteuerprofilen

Während der Messung der Ummagnetisierungskurve eines Elektromagneten nach dem vorgestellten Testansteuerprofil nach Abbildung 4.4 führt der Elektromagnet fünf komplette Schaltspiele aus. Dies bedeutet, dass der Elektromagnet fünfmal anzieht und wieder abfällt. Während der eigentlichen Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie (in Abbildung 4.4 der mit t_p bezeichnete Bereich) finden zwei Schaltspiele statt. Bei maximaler negativer Erregung ist

der Elektromagnet angezogen. Während der Ummagnetisierung zur maximalen positiven Erregung sinkt zu Beginn der Betrag des Flusses, sodass der Elektromagnet abfällt. Nach dem Erreichen der Nullstelle im Fluss beginnt dieser gleich wieder zu steigen, sodass der Elektromagnet kurz darauf wieder anzieht. Während der zweiten Ummagnetisierung zurück zu maximal negativer Erregung fällt der Elektromagnet erneut ab und zieht wieder an.

Für diesen Testzyklus ist es schwierig die markanten Schaltpunkte eines Elektromagneten nach Kapitel 2.1 zu übernehmen. Insbesondere gibt es vielfältige Möglichkeiten den Beginn des Anzugsvorgangs zu definieren, da es kein Signal gibt, wann der Anzugsvorgang beginnen soll. Der Nulldurchgang von Strom, Spannung und Fluss findet bei dieser Magnetisierung zu unterschiedlichen Zeitpunkten statt. Weiterhin haben die am Testprofil ermittelten Schaltzeiten nur eingeschränkte Aussagekraft über das Betriebsverhalten des Elektromagneten im Normalbetrieb. Daher erscheint die Übertragung dieser Zeiten nicht als geeignet zur Charakterisierung des Schaltverhaltens von Gleichstrommagneten. Trotzdem ist es sinnvoll, die markanten Punkte Ansprechfluss, Anzugsfluss, und Anzugsfluss mit Prellen sowie Rückstellfluss, Abfallfluss und Abfallfluss mit Prellen für diese Betrachtung aus Kapitel 2.4 zu übernehmen. Exemplarisch sind diese Punkte in Abbildung 2.5 eingezeichnet.

4.10 Vergleich von Strom- und Flussregler

Auf Basis der vorgestellten Untersuchungen zum Testansteuerprofil ist es möglich, die vorgestellten Reglerkonzepte und deren Eignung für die Ankerhubbestimmung zu bewerten.

Der technische Aufwand ist bei Spannungseinprägung am geringsten. Die für die Spannungseinprägung benötigte Leistungselektronik wird für alle anderen Konzepte ebenfalls benötigt. Im Fall der Stromregelung wird zusätzlich ein Stromregler benötigt. Im Fall der Flussregelung wird zusätzlich zur Stromregelung noch ein Flussregler benötigt. Diese zusätzlichen Regler erhöhen einerseits den technischen Aufwand, andererseits bedeutet dies auch, dass diese Regler entsprechend der zu vermessenden Probe parametrisiert werden müssen. Dies verursacht zusätzlichen Aufwand bei der Parametrisierung und stellt eine zusätzliche Fehlerquelle dar. Die Qualität der Messergebnisse wird durch die Regelgüte beeinflusst.

Für eine Messung der Ummagnetisierungskurve muss neben der Auswahl der Regelgröße und der Reglerparameter auch die Amplitude der Erregung festgelegt werden. In vielen Anwendungen der magnetischen Messtechnik, wie auch bei der Ankerhubbestimmung, besteht dabei der Wunsch, die Probe soweit wie möglich auszusteuern, ohne eine thermische Zerstörung der Probe zu riskieren. Diesbezüglich stellt die Spule die sensibelste Baugruppe

dar. Da es sich bei der Messung um Kurzzeitbetrieb handelt, ist eine Übererregung während der Messung möglich. Die entstehende Verlustleistung P_v durch Kupferverluste ist bei Stromeinprägung im Vorhinein über

$$P_v = R_{Cu} \cdot I^2 \quad (4.14)$$

gut abzuschätzen. Bei Spannungseinprägung können die Kupferverluste mit

$$P_v = \frac{U^2}{R_{Cu}} \quad (4.15)$$

nach oben abgeschätzt werden. Im Fall der Flussregelung ist ein solch einfacher Ansatz nicht möglich, da im Vorhinein weder der Spannungsverlauf noch der Stromverlauf bekannt sind. Daher kann die maximal zulässige Erregung nur experimentell durch schrittweise Erhöhung der Erregung ermittelt werden.

Die magnetische Messtechnik hat einerseits den Anspruch Elektromagneten anwendungsnah zu charakterisieren. Daher ist es sinnvoll, den Verlauf der Erregung ähnlich den Betriebsbedingungen zu wählen. Bei schnellschaltenden Elektromagneten ist eine Stromregelung mit Übererregung weit verbreitet. Andere Elektromagneten werden über Einschalten und Ausschalten der Spulenspannung aktuiert. Eine Flussregelung bei schaltenden Elektromagneten ist dem Autor nicht bekannt. Im Rahmen der Untersuchungen dieser Arbeit wurde gezeigt, dass es allerdings nicht für alle Messaufgaben sinnvoll ist, die Erregung anwendungsnah zu wählen. Besonders für die Ankerhubbestimmung sind die auftretenden Wirbelströme relevant.

In der Probe auftretende Wirbelströme beeinflussen das Messergebnis. Je nach Messaufgabe gibt es unterschiedliche Anforderungen. Soll die Kommutierungskurve gemessen werden, ist es wichtig, dass die Ummagnetisierungskurve klare Spitzen hat, die möglichst nicht durch Wirbelströme beeinflusst sind. In diesem Fall muss die Flussänderung im Bereich der Sättigung abgesenkt werden. Dies geschieht bei Stromregelung aufgrund der Nichtlinearität der $\Psi(I)$ -Kennlinie automatisch. Soll die statische Hysteresekurve bzw. die Ummagnetisierungskurve ermittelt werden, sind geringe Wirbelstromverluste gefordert, die definiert und gleich über die gesamte Ummagnetisierungskurve sind. Dies ist bei Flussregelung am besten gegeben. Für die Ankerhubbestimmung, die den Schwerpunkt dieser Arbeit darstellt, ist es hingegen wichtig, dass die Wirbelströme im Aktor bei Fluss $\Psi = 0$ definiert und unabhängig vom Arbeitsluftspalt gleich sind.

Es wurde gezeigt, dass für die Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie die Aussteuerungen mittels Strom- und Flussregelung unterschiedliche Vor- und Nachteile haben. Damit ist es nicht

Tabelle 4.2: Vor- und Nachteile der Regelgrößen bei der Aussteuerung von Proben zur Messung der Ummagnetisierungskurve

	Spannungs- einprägung	Strom- einprägung	Fluss- einprägung
Technischer Aufwand	gering	mittel	hoch
Regelgüte	hoch	mittel	gering
Intuitiv parametrisierbar	hoch	hoch	gering
Anwendungsnahe	mittel	hoch	gering
Absenkung der Ummagnetisierungsgeschwindigkeit im Bereich der Sättigung	gering	hoch	nicht
Definiertheit der Wirbelströme bei Flussnulldurchgang	mittel	gering	hoch
Wirbelstromeeinfluss / Breite der Hysteresekurve	mittel	hoch	gering
Approximationsmöglichkeit für statische Messung	mittel	gering	hoch

möglich, eine allgemeingültige Empfehlung für die Aussteuerung zu geben. Diese muss für die spezielle Messaufgabe ausgewählt werden. Eine Zusammenfassung der wesentlichen Eigenschaften der Regelgrößen gibt Tabelle 4.2

Betrachtung des Verhaltens von Elektromagneten ohne Hysterese und ratenabhängige Effekte

5.1 Energiebetrachtungen im magnetischen Kreis

Methoden zur Berechnung von Energien und Kräften bei Elektromagneten sind seit vielen Jahren bekannt. Die magnetische Energie im Magnetkreis folgt aus der allgemeinen Definition der magnetischen Energiedichte ρ_m als Integral der Feldstärke H über die Flussdichte B .

$$\rho_m = \int_0^{B_m} H dB \quad (5.1)$$

Durch Integration über das Volumen des Magnetkreises inkl. Luftspalt erhält man die magnetische Energie W_{mag}

$$W_{\text{mag}} = \int_0^{\Psi_0} I d\Psi \quad (5.2)$$

Aufgrund der Nichtlinearität der Magnetisierung von ferromagnetischem Material kann dieses Integral nicht allgemein gelöst werden. Veranschaulicht entspricht die magnetische

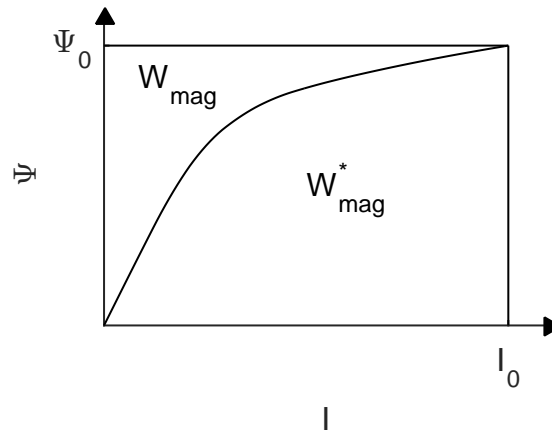


Abbildung 5.1: $\Psi(I)$ -Kennlinie eines nichtlinearen Magnetkreises, $\delta=\text{konst.}$

Energie der Fläche oberhalb der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Vernachlässigung von Hysterese und ratenabhängigen Effekten. Die Ergänzungsfläche zum Rechteck $\Psi_0 I_0$ wird magnetische Co-Energie W_{mag}^* genannt und wird häufig für die Berechnung der Kraft und Hubarbeit verwendet. Diese zwei Energien setzen sich im nichtlinearen magnetischen Kreis stets aus zwei ungleichen Teilmengen zusammen:

$$\Psi_0 I_0 = W_{\text{mag}} + W_{\text{mag}}^* \text{ mit } W_{\text{mag}} \neq W_{\text{mag}}^* \quad (5.3)$$

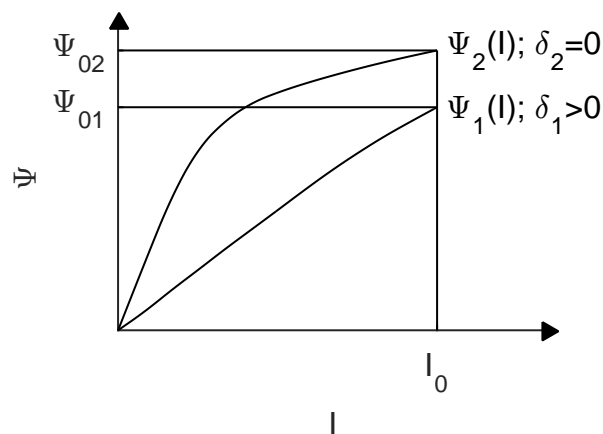
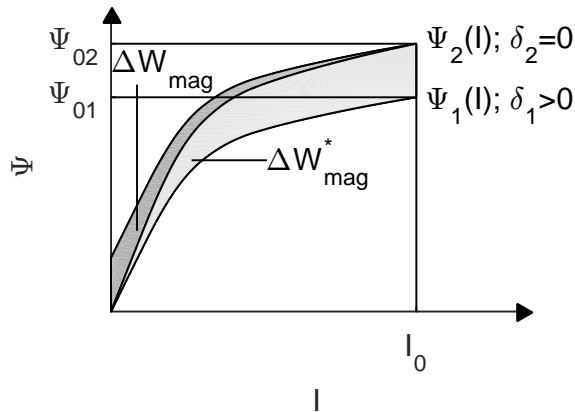


Abbildung 5.2: $\Psi(I)$ -Kennlinien eines nichtlinearen Magnetkreises bei verschiedenen Luftspalten

Wird der Anker von δ_1 nach δ_2 verschoben und der stationäre Strom I_0 erhalten, so ändert sich das $\Psi(I)$ -Kennfeld wie in Abbildung 5.2 dargestellt. Zur Veranschaulichung wird von Kallenbach eine grafische Methode vorgeschlagen. Die Änderung der magnetischen

Co-Energie entspricht der Fläche zwischen beiden $\Psi(I)$ -Kennlinien. „Die Änderung der magnetischen Energie kann man grafisch darstellen, indem man die $\Psi(I)$ -Kennlinien für δ_1 um den Betrag $\Delta\Psi = \Psi_{02} - \Psi_{01}$ nach oben verschiebt. Dann lassen sich die Flächen der magnetischen Energie von einander abziehen.

a) Skizze nach [KEQ⁺08]



b) Beispielmessung am Demonstratormagnet

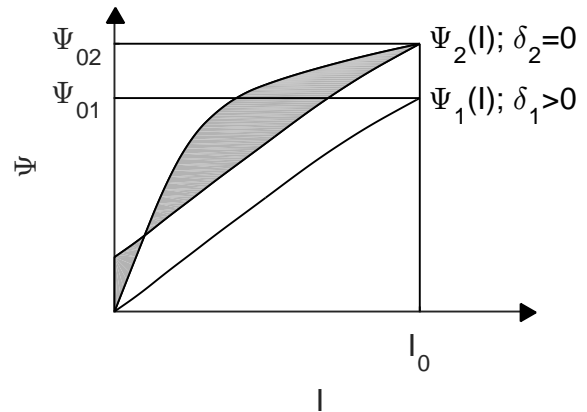


Abbildung 5.3: $\Psi(I)$ -Kennfeld eines Elektromagneten bei verschiedenen Luftspalten

Addiert man die Flächen der Änderung der magnetischen Energie und der Änderung der Co-Energie, so erhält man die Fläche $I_0\Delta\Psi$, da die obere Begrenzung nur durch Verschiebung um $\Delta\Psi$ entstanden ist. Das gleiche Ergebnis erhält man, wenn man von Gleichung (5.3) die Änderung bildet.“ [KEQ⁺08, S.50]

$$\Delta\Psi \cdot I_0 = \Delta W_{\text{mag}} + \Delta W_{\text{mag}}^* \quad (5.4)$$

Diese Verschiebung zur Visualisierung der magnetischen Energie funktioniert allerdings nur in wenigen Spezialfällen. Alle gezeigten Kennlinien und Kennfelder dieses Kapitels (Abbildung 5.1 - 5.8) zur Veranschaulichung der Energiebetrachtungen wurden auf Basis von Messkurven am Demonstratormagnet nach Kapitel 3.8.3 erstellt. Ausnahme ist das Kennfeld nach Abbildung 5.3 a). Hierbei handelt es sich um eine Skizze ohne physikalische Grundlage zur Veranschaulichung des Gedankens nach Kallenbach [KEQ⁺08]. Im Normalfall, wie auch in der Messung nach Abbildung 5.3 b) ist der Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinien von δ_1 bei I_0 größer als der Anstieg von δ_2 , sodass sich die verschobene Kennlinie δ_1 von unten der δ_2 -Kennlinie nähert. Da die δ_1 -Kennlinie durch die Verschiebung bei $I = 0$ oberhalb der δ_2 -Kennlinie beginnt, muss sie diese schneiden, wodurch zwischen der verschobenen δ_1 -Kennlinie und der δ_2 -Kennlinie zwei Flächen aufgespannt werden. Hierdurch ist die Visua-

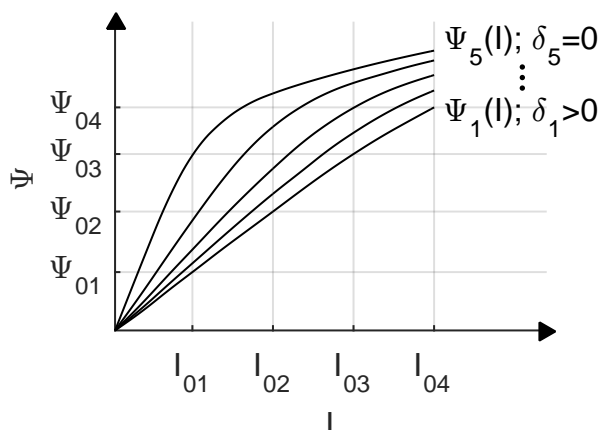
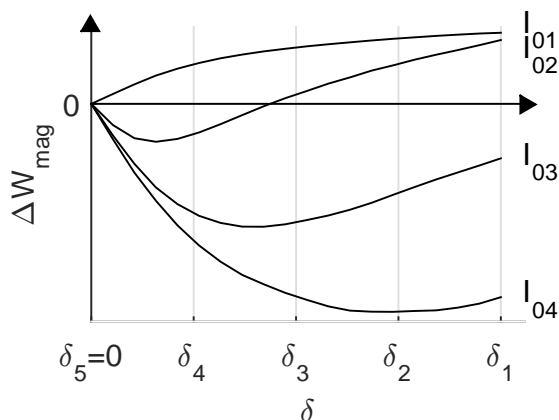


Abbildung 5.4: Beispiel eines $\Psi(I)$ -Kennfelds eines Elektromagneten bei verschiedenen Luftspalten

lisierung der Flächen nicht so einfach und intuitiv, wie von Ströhla beabsichtigt. Trotzdem ist diese Betrachtung mathematisch gesehen korrekt. Es muss allerdings das Vorzeichen bei der Flächenaddition beachtet werden.

a) Magnetische Energie



b) Magnetische Co-Energie

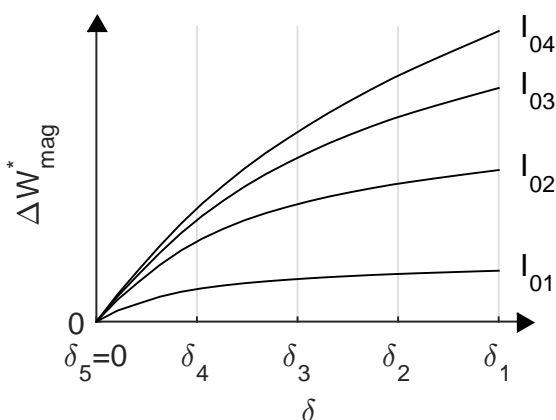


Abbildung 5.5: Abhängigkeit der a) magnetischen Energie, b) magnetischen Co-Energie vom Luftspalt und der Aussteuerung der $\Psi(I)$ -Kennlinien nach Abbildung 5.4 bei konstantem Strom

Sowohl die Änderung der magnetischen Energie über den Luftspalt als auch die Änderung der magnetischen Co-Energie ist nichtlinear. In Abbildung 5.5 ist zu sehen, dass die magnetische Co-Energie sowohl mit zunehmendem Strom als auch mit größerem Luftspalt zunimmt. Dies entspricht den Erwartungen, da eine Vergrößerung der Co-Energie eine Vergrößerung der Kraft des Magneten bedeutet. Die magnetische Energie hingegen nimmt

nur für kleine Aussteuerungen mit zunehmendem Luftspalt zu. Bei großen Aussteuerungen nimmt sie ab. Die grafische Betrachtung der magnetischen Energien funktioniert nur für kleine Aussteuerungen.

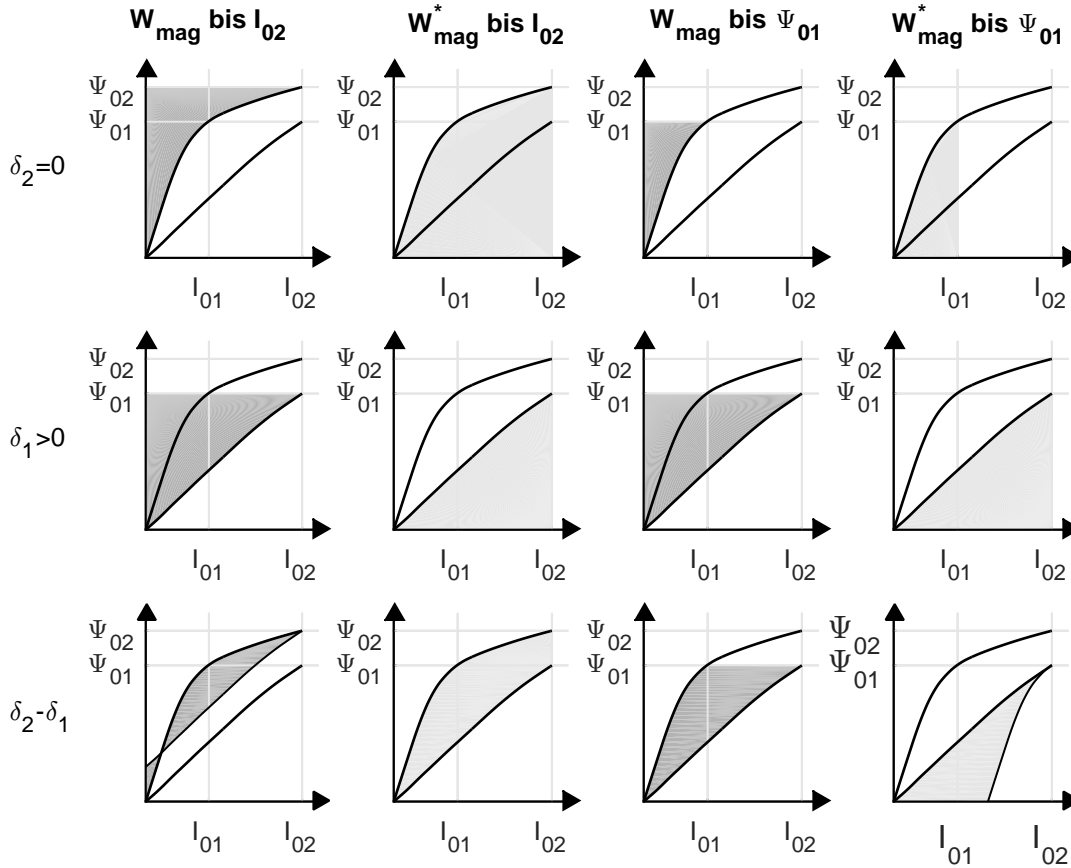


Abbildung 5.6: Übersicht der Addition von Energien bei verschiedenen Luftspalten

Führt man ein analoges Gedankenexperiment durch, bei dem der verkettete magnetische Fluss während der Bewegung von δ_1 nach δ_2 durch einen idealen Flussregler durch Variation des Spulenstroms konstant gehalten wird, so ergeben sich die $\Psi(I)$ -Kennlinien nach Abbildung 5.7. Hier entspricht die Fläche zwischen den Kennlinien δ_1 und δ_2 der magnetischen Energie. Die Änderung der magnetischen Co-Energie kann man analog grafisch darstellen, indem man die $\Psi(I)$ -Kennlinien für δ_2 um den Betrag $\Delta I = I_1 - I_2$ nach rechts verschiebt. Diese Darstellung funktioniert immer, da nach Gleichung (5.19), deren Herleitung und Beschreibung im Folgenden gezeigt wird, bei gleichem Fluss der Anstieg für kleinere Luftspalte größer ist. Demzufolge nähert sich die verschobene Kennlinie bei kleinem Luftspalt der Kennlinie mit großem Luftspalt bei Ψ_0 von unten. Da die Kurve nach rechts verschoben wurde, beginnt sie ebenfalls bei einem Strom größer Null.

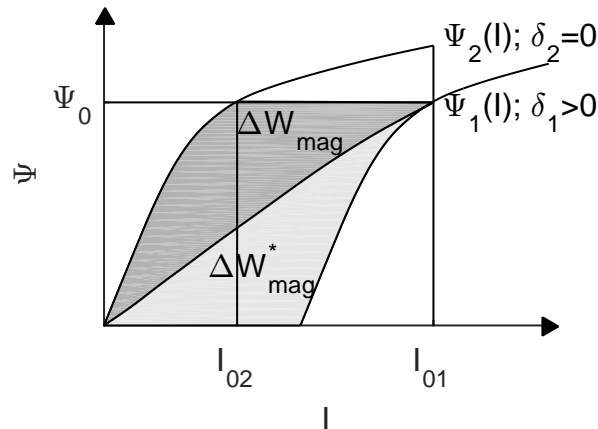
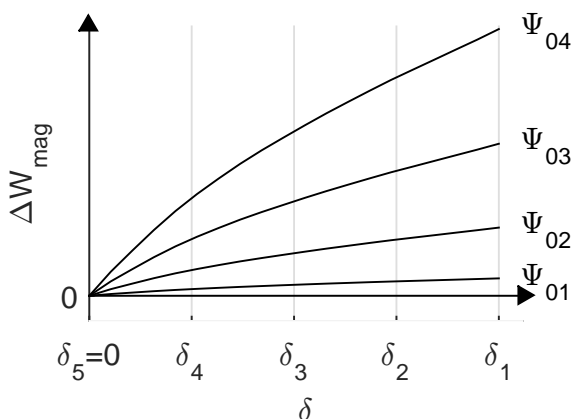


Abbildung 5.7: Darstellung der Änderung der magnetischen Energie und Co-Energie bei der Ankerverschiebung bei konstantem verketteten magnetischen Fluss

Es gilt ebenfalls, dass die Fläche $\Delta I \cdot \Psi_0$ der Summe der Änderungen aus magnetischer Energie und Co-Energie entspricht. Dabei sind die Änderung der magnetischen Energie und die Änderung der Co-Energie immer gleich groß, siehe Abbildung 5.8. Es gilt nach Gleichung (5.19)

$$\Delta W_{\text{mag}}(\Psi_0, \delta) = \Delta W_{\text{mag}}^*(\Psi_0, \delta) = \frac{R_\sigma}{N \cdot \left(\frac{R_\sigma \cdot \mu_0 \cdot A}{\delta} + 1 \right)} \cdot \frac{\Psi_0^2}{2}. \quad (5.5)$$

a) Magnetische Energie



b) Magnetische Co-Energie

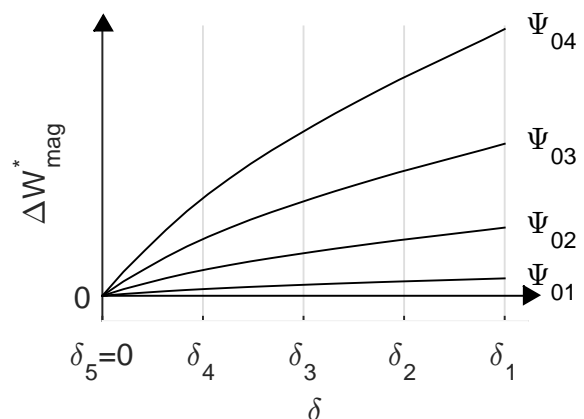


Abbildung 5.8: Abhängigkeit der a) magnetischen Energie und b) magnetischen Co-Energie vom Luftspalt und der Aussteuerung der $\Psi(I)$ -Kennlinien nach Abbildung 5.4 bei konstantem Fluss

Es gibt also verschiedene Möglichkeiten die magnetische Energie und Co-Energie zu betrachten. Bolte [Bol12] verwendet den Ansatz, die magnetische Energie bei konstantem Fluss und die magnetische Co-Energie bei konstantem Strom zu betrachten. Die Betrachtung bei konstantem Strom ist intuitiv, da viele Elektromagneten stromgeregelt betrieben werden. Daher ist sie weit verbreitet. Zur Betrachtung von Veränderungen am magnetischen Kreis ist es allerdings hilfreich, wenn der magnetische Fluss konstant bleibt. In diesem Fall ändert sich für nichtlineare Materialien der Arbeitspunkt nicht, bzw. nur für die Bereiche in den Änderungen am Magnetkreis erfolgt sind und die daher untersucht werden sollen. Im folgenden Abschnitt wird der Ansatz zur Schätzung des Arbeitsluftspalts auf Basis der magnetischen Energie hergeleitet. Hier ändert sich nur der Arbeitsluftspalt.

5.2 Scherung der Kennlinie

5.2.1 Grundgedanke

In einem Magnetkreis kann die Größe des Arbeitsluftspalts anhand der im Luftspalt gespeicherten Energie berechnet werden. Die im Luftspalt gespeicherte Energie kann anhand gemessener $\Psi(I)$ -Kennlinien (Abbildung 5.9) ermittelt werden. Bei gleichem verketteten magnetischen Fluss Ψ sind alle Eisenteile gleich stark angesteuert, sodass der Unterschied zwischen den $\Psi(I)$ -Kennlinien allein auf die Änderung des Luftspalts zurückzuführen ist.

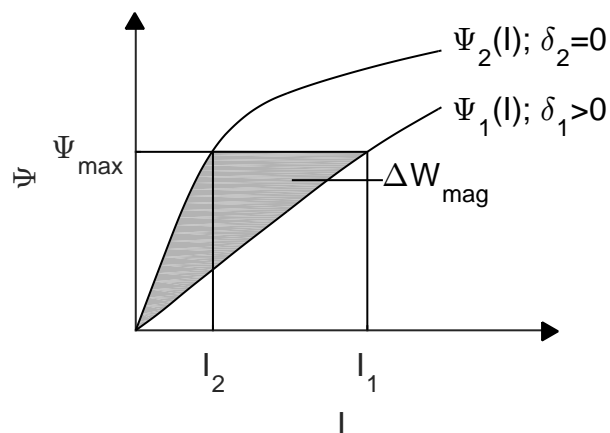


Abbildung 5.9: Beispiel eines nichtlinearen $\Psi(I)$ -Kennlinienfelds zur Berechnung der im Luftspalt gespeicherten Energie

Geht man davon aus, dass in der Grundkonstellation kein Luftspalt vorhanden ist, gilt

$$\Delta W_{\text{mag}} = \frac{R_{\delta} \cdot \Phi^2}{2}, \quad (5.6)$$

$$\int_0^{\Psi_{\text{max}}} (I_1(\Psi) - I_2(\Psi)) d\Psi = \frac{\delta}{2\mu_0 \cdot A} \frac{\Psi_{\text{max}}^2}{N^2}. \quad (5.7)$$

Anhand von Gleichung (5.7) kann bei bekannter Geometrie der Arbeitsluftspalt errechnet werden.

Somit muss nicht der gesamte Magnetkreis als Modell parallel mitgerechnet werden. Es ist ausreichend, wenn der gesamte Eisenkreis als Blackbox betrachtet wird und lediglich der Arbeitsluftspalt im Modell betrachtet wird.

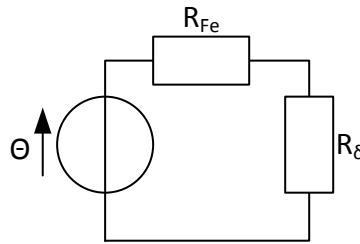


Abbildung 5.10: Magnetisches Ersatzschaltbild des einfachsten Magnetkreises mit Luftspalt

Dies lässt sich für den einfachsten denkbaren Magnetkreis nach Abbildung 5.10 bestätigen. Dieser besteht aus einer magnetischen Durchflutung Θ , einem Eisenwiderstand R_{Fe} und einem Luftspaltwiderstand R_{δ} . In diesem Modell wird von $\mu_r = \text{konstant}$ ausgegangen und Hysterese, Wirbelströme sowie Streuflüsse vernachlässigt.

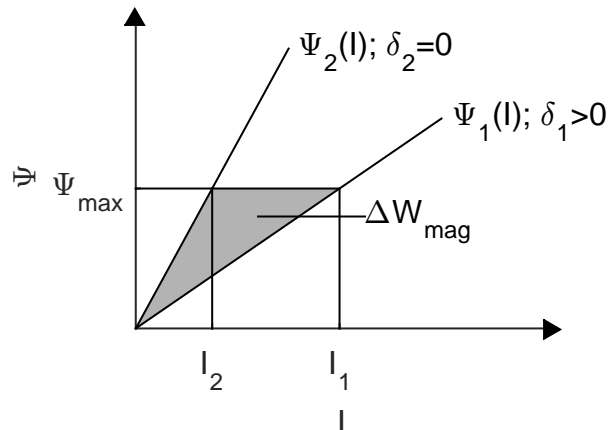
Es ergibt sich das Kennfeld in Abbildung 5.11 sowie die Ströme I_2 für $\delta=0$ und I_1 für $\delta \neq 0$

$$I_1 = \frac{R_{\text{Fe}} + R_{\delta}}{N^2} \Psi \quad (5.8)$$

$$I_2 = \frac{R_{\text{Fe}}}{N^2} \Psi. \quad (5.9)$$

Werden diese beiden Gleichungen in Gleichung (5.7) eingesetzt, folgt

$$\int_0^{\Psi_{\text{max}}} \left(\frac{R_{\text{Fe}} + R_{\delta}}{N^2} \Psi - \frac{R_{\text{Fe}}}{N^2} \Psi \right) d\Psi = \frac{\delta}{2\mu_0 \cdot A} \frac{\Psi_{\text{max}}^2}{N^2}, \quad (5.10)$$

Abbildung 5.11: Lineares $\Psi(I)$ -Kennfeld zum Magnetkreis in Abbildung 5.10

wodurch man die Definition des magnetischen Widerstands erhält und der Ansatz demzufolge bestätigt ist.

$$\frac{R_\delta}{N^2} \cdot \int_0^{\Psi_{\max}} \Psi d\Psi = \frac{\delta}{2\mu_0 \cdot A} \frac{\Psi_{\max}^2}{N^2} \quad (5.11)$$

5.2.2 Erweiterung des Grundgedanken

Gleichung (5.7) ist nur unter der Annahme gültig, dass der Spulenfluss gleich dem Luftspaltfluss ist. Dies ist bei einem realen Magneten nie der Fall. Eine Erweiterung des Modells in Abbildung 5.10 um einen Streuwiderstand R_σ , siehe Abbildung 5.12, führt zu einem komplexeren Ansatz.

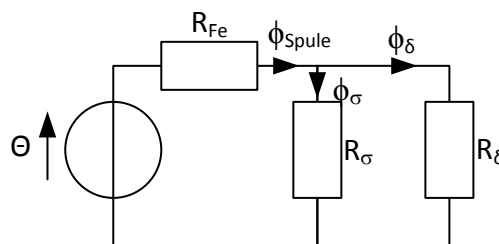


Abbildung 5.12: Magnetisches Ersatzschaltbild des einfachsten Magnetkreises mit Streuwiderstand

Für $\delta = 0$ gilt:

$$N \cdot I_2(\Phi_{\text{Spule}}) = R_{\text{Fe}} \cdot \Phi_{\text{Spule}} \quad (5.12)$$

bzw.

$$I_2(\Phi_{\text{Spule}}) = \frac{R_{\text{Fe}}}{N} \cdot \Phi_{\text{Spule}}. \quad (5.13)$$

Für $\delta \neq 0$ gilt

$$N \cdot I_1(\Phi_{\text{Spule}}) = R_{\text{Fe}} \cdot \Phi_{\text{Spule}} + R_{\delta} || R_{\sigma} \cdot \Phi_{\text{Spule}} \quad (5.14)$$

bzw.

$$I_1(\Phi_{\text{Spule}}) = \frac{R_{\text{Fe}}}{N} \cdot \Phi_{\text{Spule}} + \frac{R_{\delta} || R_{\sigma}}{N} \cdot \Phi_{\text{Spule}}. \quad (5.15)$$

Wird Gleichung (5.13) eingesetzt, ergibt sich:

$$I_1(\Phi_{\text{Spule}}) = I_2(\Phi_{\text{Spule}}) + \frac{R_{\delta} || R_{\sigma}}{N} \cdot \Phi_{\text{Spule}}. \quad (5.16)$$

Durch Auflösen der Parallelschaltung folgt

$$I_1(\Phi_{\text{Spule}}) = I_2(\Phi_{\text{Spule}}) + \frac{R_{\delta} \cdot R_{\sigma}}{N \cdot (R_{\delta} + R_{\sigma})} \cdot \Phi_{\text{Spule}} \quad (5.17)$$

bzw.

$$I_1(\Phi_{\text{Spule}}) = I_2(\Phi_{\text{Spule}}) + \frac{R_{\sigma}}{N \cdot \left(\frac{R_{\sigma} \cdot \mu_0 \cdot A}{\delta} + 1 \right)} \cdot \Phi_{\text{Spule}}. \quad (5.18)$$

Unter der Annahme, dass der Streuwiderstand bei kleinen Luftspaltänderungen unabhängig vom Luftspalt ist, also keine Kennlinienbeeinflussung im Magnet verwendet wird, stellt Gleichung (5.18) einen eindeutigen Zusammenhang zwischen Spulenfluss und Luftspalt dar.

In der partiellen Ableitung des Spulenstroms nach dem Fluss

$$\frac{\partial I_1(\Psi_{\text{Spule}})}{\partial \Psi_{\text{Spule}}} = \frac{\partial I_2(\Psi_{\text{Spule}})}{\partial \Psi_{\text{Spule}}} + \frac{R_{\sigma}}{N^2 \cdot \left(\frac{R_{\sigma} \cdot \mu_0 \cdot A}{\delta} + 1 \right)} \quad (5.19)$$

ist zu sehen, dass eine Vergrößerung des Luftspalts zu einer Verringerung des Anstiegs der $I(\Psi)$ -Kennlinie führt ohne die Form der Kennlinie zu verändern.

Anhand dieser Herleitung ist zu sehen, dass es für die Ankerhubbestimmung zweckmäßiger ist, die $\Psi(I)$ -Kennlinie invers als $I(\Psi)$ -Kennlinie zu notieren. In dieser Darstellung ist die Scherung der $I(\Psi)$ -Kennlinie eine Addition einer luftspaltabhängigen Funktion $f(\delta) \cdot \Phi$

$$I_1(\Phi_{\text{Spule}}) = I_2(\Phi_{\text{Spule}}) + f(\delta) \cdot \Phi, \quad (5.20)$$

bzw. eine Addition einer luftspaltabhängigen Konstante $f(\delta)$ zur Ableitung

$$\frac{\partial I_1(\Psi_{\text{Spule}})}{\partial \Psi_{\text{Spule}}} = \frac{\partial I_2(\Psi_{\text{Spule}})}{\partial \Psi_{\text{Spule}}} + f(\delta). \quad (5.21)$$

Diese Beschreibung gilt nur für kleine Aussteuerungen, da hier das ferromagnetische Material nicht gesättigt ist und es damit nicht zu einer Veränderung des Verhältnisses von Spulenfluss zu Luftspaltfluss kommt.

$dI/d\Psi$ ist der Kehrwert der differentiellen Induktivität. Daher erscheint es vielversprechend das Thema der Induktivitäten aufzugreifen. Diesem Thema widmet sich Kapitel 7.

5.2.3 Einschränkung des Grundgedanken

In den bisherigen Betrachtungen dieses Kapitels wurde davon ausgegangen, dass es im Magnetkreis nur einen Luftspalt gibt, der sich während des Schaltens verändert. Dies ist nicht immer gegeben. Bei vielen Bauformen eines Elektromagneten gibt es mehrere Arbeitsluftspalte, was bei der Auswertung berücksichtigt werden muss. Häufig lässt sich eine Erstanordnung aufstellen, die nur einen Luftspalt aufweist. In diesem Fall ist die Änderung der magnetischen Energie gleich der Summe der Änderung der in allen Luftspalten gespeicherten Energien. Dies muss im Einzelfall geprüft und angepasst werden.

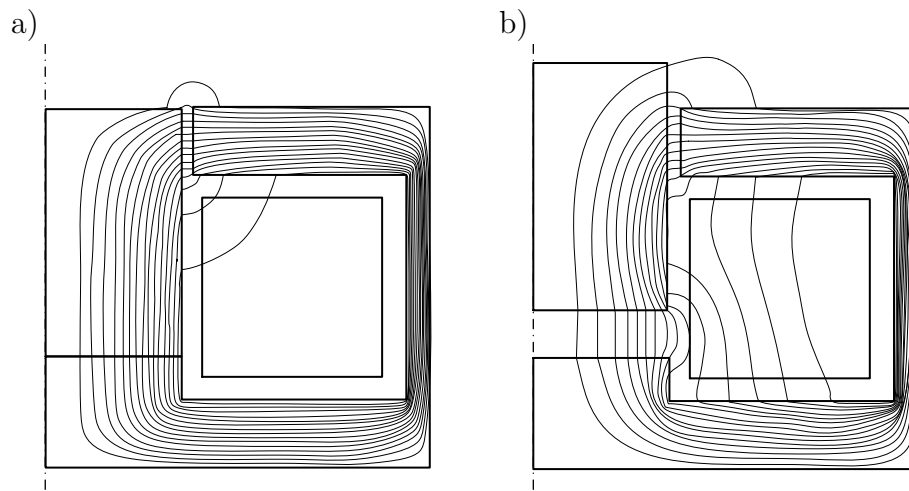


Abbildung 5.13: Schematische Darstellung: Änderung der parasitären Luftspalte am Beispiel des Tauchankertopfmagneten

Weiterhin kann die Bewegung des Ankers von der Hubanfangslage in die Hubendlage nicht nur den Arbeitsluftspalt sondern auch parasitäre Luftspalte verändern. Ein Beispiel hierfür

ist in Abbildung 5.13 zu sehen. Bei diesem Tauchankertopfmagneten schließt der Anker bei Luftspalt Null bündig mit dem Joch ab. Somit bildet sich der Streuflusspfad oberhalb des Luftspalts halbkreisförmig aus. Bei Vergrößerung des Luftspalts bildet sich der Luftspalt viertelkreisförmig aus.

Treten derartige Veränderungen an parasitären Luftspalten auf, führt dies zu Fehlern bei der Ankerhubbestimmung und es muss geprüft werden, wie groß die hierdurch entstehende Messunsicherheit ist.

Betrachtung des dynamischen Verhaltens von Elektromagneten

6.1 Definition der magnetischen Energie im $\Psi(I)$ -Kennlinienfeld mit Hysterese

Im Kapitel 5.1 wurde gezeigt, dass der Ankerhub aus statischen $\Psi(I)$ -Kennlinien ermittelt werden kann. In praktischen Messungen können diese statischen Kennlinien aufgrund von Hysterese und Wirbelstromeffekten nicht direkt gemessen werden. Mit Hilfe der Methode der Kommutierungskurve oder quasistatischen Messmethoden können diese erzeugt werden, wenn es möglich ist, den Anker in beiden Endlagen zu arretieren. In vielen Anwendungsfällen ist dies nicht möglich. Hinzu kommt, dass die Messung der Kommutierungskurve relativ lange dauert. Somit sind diese Verfahren für viele praktische Einsatzfälle ungeeignet. Ebenso sind die magnetische Energie und Co-Energie für $\Psi(I)$ -Kennlinien mit Hysterese und Wirbelstromeinflüssen nicht definiert [Ros11]. Einen Ansatz zur Berücksichtigung der Verluste machen Rosenbaum [Ros11] und Radler [Rad11] für unipolar angesteuerte Gleichstromma-

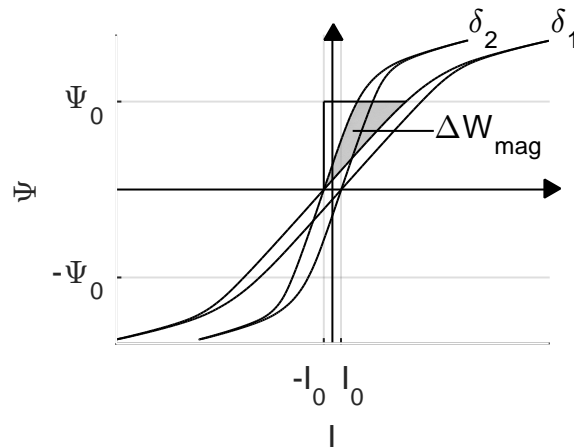


Abbildung 6.1: Nach Gleichung (5.19) gescherte Hysteresekurve und Kennzeichnung der magnetischen Energie

gnete. Sie gehen davon aus, dass sich die aus dem elektrischen umgewandelte Energie im verlustbehafteten Fall aus drei Teilen zusammen setzt

$$\Psi_0 \cdot I_0 = W_{\text{mag}} + W_{\text{mag}}^* + W_v. \quad (6.1)$$

Beide beschränken sich bei dieser Betrachtung auf den ersten Quadranten der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Interessant sind die Energien auch bei negativer Magnetisierung, bei denen der Fluss trotz Hysterese auf Null absinkt.

Das Fehlen einer derartigen Betrachtung in Kombination mit dem Nutzen für die Ankerhub-schätzung ist der Beweggrund für die Überprüfung der Theorie zu magnetischen Energien bei der dynamischen, elektromagnetischen Energiewandlung und der Erweiterung für den realen verlustbehafteten Betrieb.

Im vorangegangenen Kapitel wurde Gleichung (5.19) zur Scherung der statischen $\Psi(I)$ -Kennlinie hergeleitet. Diese Gleichung kann auch zur Scherung einer dynamischen Ummagnetisierungskurve genutzt werden. Betrachtet wird eine Ummagnetisierungskurve, bei der ein technischer Magnetkreis ausgehend von einem großen magnetischen Fluss oberhalb des Sättigungsknicks ab- und entgegengesetzt wieder aufmagnetisiert wird. Anschließend wird zurück zum magnetischen Ausgangszustand magnetisiert. Wird die gemessene $\Psi(I)$ -Ummagnetisierungskurve in den oberen und unteren Ast aufgespalten und in die inverse Darstellung als $I(\Psi)$ -Kurve überführt, kann für jeden Ast und für jeden verketteten magnetischen Fluss in Abhängigkeit des Luftspalts ein neuer Strom errechnet werden.

Zu sehen ist in Abbildung 6.1, dass sich alle Kennlinien in der Nullstelle des Flusses schneiden. Wenn bei allen Luftspalten der Spulenstrom so hoch gewählt wurde, dass der Eisenkreis unabhängig vom Luftspalt gleich stark gesättigt ist, dann muss auch in allen Fällen die gleiche negative magnetische Spannung, also der gleichen negative Spulenstrom, angelegt werden, um den remanenten Fluss zu überwinden. Dies ist eine theoretische Betrachtung. Bei vielen Elektromagneten ist es aufgrund der Spulendimensionierung nicht möglich, den Spulenstrom bei maximalem Luftspalt so groß zu wählen, dass sich der gleiche Fluss wie bei minimalem Luftspalt bei Nennstrom einstellt.

Entsprechend der Annahmen aus den statischen Betrachtungen ist die Fläche, die bei gleichem Fluss zwischen den Kennlinien aufgespannt wird, die Änderung der magnetischen Energie, bzw. die im Luftspalt gespeicherte Energie.

In der Darstellung der Hysteresekurve als $I(\Psi)$ führt dies zu keiner Veränderung der Interpretation der klassischen Definition der magnetischen Energie. Diese kann nach Gleichung (5.2)

$$W_{\text{mag}} = \int_0^{\Psi_0} I(\Psi) d\Psi \quad (6.2)$$

weiterhin berechnet werden. Allerdings ist zu beachten, dass die Hysteresekurve für jeden Flusswert zwei Stromwerte hat. Die Funktion $I(\Psi)$ bezieht sich bei der Bestimmung der magnetischen Energie auf den oberen Hystereseast. Die auf diese Weise aufgespannte Fläche liegt damit nicht mehr nur im ersten Quadranten der Ummagnetisierungskurve, sondern reicht in den zweiten Quadranten (siehe Abbildung 6.2).

Demzufolge muss zur Definition der magnetischen Gesamtenergie nach Gleichung (6.1) die Fläche $\Psi_0 I_0$ neu definiert werden. Diese Fläche muss ebenfalls in den zweiten Quadranten reichen. Als magnetische Gesamtenergie wird demzufolge

$$\Psi_0 \cdot \Delta I_0 = \Psi_0 \cdot (I(\Psi = \Psi_0) - I(\Psi = 0)) \quad (6.3)$$

definiert.

Die Fläche, die von der Ummagnetisierungskurve umschlossen wird, ist ein Maß für die (ratenabhängigen und ratenunabhängigen) Verluste. Die verbleibende Ergänzungsfläche ist demzufolge die magnetische Co-Energie. Die magnetische Co-Energie hat keine direkte physikalische Bedeutung, erlaubt jedoch eine Abschätzung der Energie, die bei der Ankerbewe-

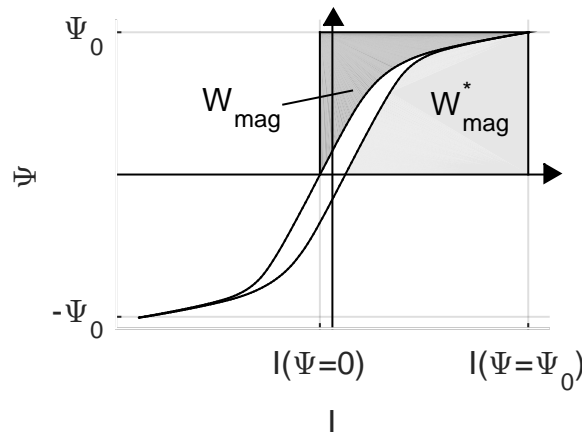


Abbildung 6.2: Energien im Magnetkreis unter Beachtung der Verluste

gung in mechanische Energie umgewandelt werden kann [KEQ⁺08]. Sie kann demzufolge nach

$$W_{\text{mag}}^* = \int_0^{\Psi_0} (I(\Psi = \Psi_0) - I(\Psi)) d\Psi \quad (6.4)$$

berechnet werden. Im Fall der Berechnung der magnetischen Co-Energie bezieht sich die $I(\Psi)$ -Kennlinie auf den unteren Hystereseast.

Eine wesentliche Eigenschaft der magnetischen Energie nach Radler [Rad11] ist die Rückgewinnbarkeit der magnetischen Energie. Per Definition nach Radler ist die magnetische Energie W_{mag} „die Energie, die im Magnetkreis gespeichert und rückgewinnbar ist.“ [Rad11, S.102] Für die von Radler untersuchte unipolare Aussteuerung kann dies ohne Probleme angenommen werden. Bei der in dieser Arbeit für bipolare Aussteuerung vorgeschlagenen Definition ist die Rückgewinnbarkeit nicht vollständig gegeben. Es muss ein negativer Strom bzw. ein negatives Feld angelegt werden um den magnetischen Fluss und damit die magnetische Energie auf Null abzusenken.

Interessant wird diese Definition ebenfalls, wenn, wie bei Elektromagneten üblich, nur eine unipolare Ansteuerung erfolgt und somit nur innere Schleifen der Hystereseurve durchlaufen werden (Abbildung 6.3) und dabei der Punkt $\Psi = 0$ aufgrund von magnetischer Remanenz nie erreicht wird. Diesen Fall betrachtet [Rad11] sehr ausführlich und führt Abschätzungen für die minimal wandelbare magnetische Energie ein.

Im Vergleich von Abbildung 6.2 und Abbildung 6.3 ist zu sehen, dass sich die magnetische Energie bei Wechsel von bipolarer zu unipolarer Magnetisierung nicht ändert. Die Abnahme der Ummagnetisierungsverluste bei unipolarer Ummagnetisierung führt zu einer Vergrößerung der magnetischen Co-Energie.

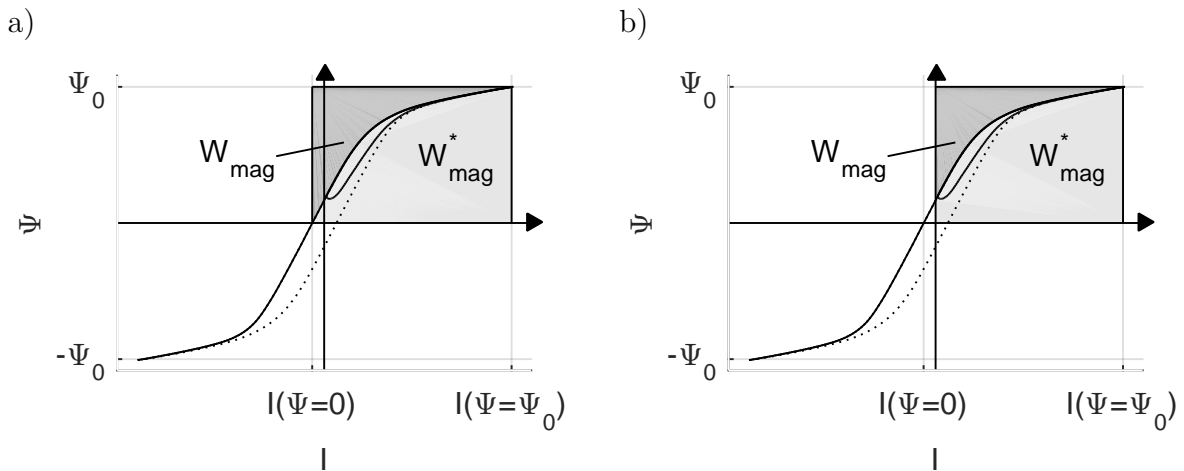


Abbildung 6.3: Energien im Magnetkreis bei unipolarer Aussteuerung

a) nach neuer Definition

b) nach Rosenbaum [Ros11] und Radler [Rad11]

Die Scherung der $B(H)$ -Kennlinie durch Luftspalte sowie der damit verbundene Einfluss auf die Permeabilität ist im Zusammenhang mit Transformatoren gut untersucht. Ebenso wird der damit verbundene Einfluss durch Streuwiderstände beschrieben [Küm13], [BRS99].

6.2 Einfluss von Wirbelströmen

Die für die Berechnung der Änderung der magnetischen Co-Energie und des Luftspalts zu Grunde liegende Annahme, dass alle Kennlinien unabhängig vom Luftspalt bei $\Psi = 0$ den gleichen Strom haben, gilt nur unter Vernachlässigung von Wirbelströmen und damit verbunden der Vernachlässigung von Feldverdrängung. Der Einfluss von Wirbelströmen und die damit verbundene Feldverdrängung ist im realen Betrieb von Elektromagneten jedoch erheblich [Fei03].

Wird bei gleichem Stromprofil und damit bei gleicher magnetischer Spannung über der Erregerspule der Luftspalt eines Elektromagneten verändert, so ändert sich der zeitliche Verlauf des magnetischen Flusses. Die Amplitude des Spulenstroms muss angepasst werden, damit der gleiche maximale magnetische Fluss erreicht wird. Wird das Stromprofil linear skaliert, kommt es zu einem anderen zeitlichen Verlauf des Flusses. Dies ist am einfachsten am magnetischen Ersatzmodell nach Abbildung 5.10 ersichtlich. Der Fluss ergibt sich nach

$$N \cdot I(t) = R_{\text{Fe}}(\Phi(t)) \cdot \Phi(t) + R_{\delta} \cdot \Phi(t). \quad (6.5)$$

Wird der Luftspalt vergrößert, muss auf beiden Seiten $\Delta R_\delta \Phi(t)$ addiert werden. Es ist offensichtlich, dass dies ungleich einer Multiplikation mit einem Faktor k ist.

$$k \cdot N \cdot I(t) = k \cdot (R_{\text{Fe}}(\Phi(t)) \cdot \Phi(t) + R_\delta \cdot \Phi(t)) \quad (6.6)$$

$$k \cdot N \cdot I(t) \neq R_{\text{Fe}}(\Phi(t)) \cdot \Phi(t) + R_\delta \cdot \Phi(t) + \Delta R_\delta \Phi(t) \quad (6.7)$$

Somit führt eine Veränderung des Luftspalts zu einer Veränderung des zeitlichen Verlaufs des magnetischen Flusses, wenn dies nicht über den zeitlichen Verlauf der Erregung kompensiert wird.

Wirbelströme entstehen in einem elektrisch leitfähigen Material, wenn in diesem elektrische Spannungen induziert werden. Diese sind entsprechend der dritten Maxwellschen Gleichung

$$\oint_{\delta A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial B}{\partial t} \cdot d\vec{A} \Rightarrow U = - \frac{d\Psi}{dt} \quad (6.8)$$

proportional zur Änderung des magnetischen Flusses. Demzufolge führt eine Veränderung des zeitlichen Verlaufs des magnetischen Flusses zu Veränderungen der Wirbelstromverhältnisse im Magnetkreis. Hierdurch kommt es zur Verschiebung von lokalen Sättigungen und Streufeldverschiebungen, wodurch die Grundannahme der Konstanz von R_{Fe} und R_σ zur Scherung der Kennlinie nach Gleichung (5.19) verletzt wird.

Im Sinne einer guten Vergleichbarkeit von Ummagnetisierungskurven müssen die Ummagnetisierungskurven nicht nur bei Aussteuerung bis zum gleichen Maximalfluss, sondern sogar bei gleichem zeitlichen Verlauf des Flusses gemessen werden, damit alle Messungen unabhängig vom Luftspalt bei $\Psi = 0$ den gleichen Strom haben. Dies ist praktisch nur schwer umzusetzen. Einen Ansatz stellt der Autor in [Kel10] mit der Methode des Adaptiv Feedback vor. Eine Alternative ist eine Messung mit Flussregelung. Ein Ansatz, dies mithilfe von analoger Schaltungstechnik zu lösen, wird in [Gle06] vorgestellt. Eine kritische Auseinandersetzung mit diesem Ansatz, bei der auf Schwächen und Probleme bei der Umsetzung eingegangen wird, ist in [Rad11] zu finden. Als Hauptproblem wird hier herausgearbeitet, dass eine Änderung des ohmschen Widerstands der Spule während der Messung kompensiert werden muss. Diese Möglichkeit bietet die analoge Umsetzung nicht. Eine nachträgliche Korrektur der Messwerte erfolgt nach Radler [Rad11] bei der kommerziellen Umsetzung des Messprinzips im Messgerät MagHyst [Ilm10] nicht. Auf Vorteile und Möglichkeiten der Flussregelung geht Nehl [NGD07] allgemein ein und schlägt dabei unter anderem eine Flussregelung mittels digitalem Regler vor, ohne dabei auf konkrete Umsetzungsformen oder Realisierbarkeit einzugehen. Mit diesem Ansatz ist es möglich, die von Radler [Rad11] aufgezeigten Schwächen zu umgehen.

Alternativ ist es für praktische Messungen ausreichend durch Variation der Signalfrequenz, bei gleichbleibender Signalform des Stromreglers, dafür zu sorgen, dass die Flussänderungsgeschwindigkeit bei Fluss gleich Null immer gleich ist.

Induktivität

7.1 Statische nichtlineare Induktivität

Der Begriff Selbstinduktivität oder kurz Induktivität wird in vielen Bereichen der Elektrotechnik als selbstverständlich verwendet. Gerade beim Umgang mit elektromagnetomechanischen Energiewandlern, bei denen im Bereich der Spule viel ferromagnetisches Material vorhanden ist, führt dies allerdings häufig zu Problemen und Missverständnissen.

Allgemein beschreibt die Induktivität den Zusammenhang zwischen dem verketteten magnetischen Fluss und dem Strom durch die Spule, sowie die Wirkung des magnetischen Kreises auf den elektrischen Kreis. Damit ist der Begriff der Induktivität sehr eng mit dem $\Psi(I)$ -Kennlinienfeld verbunden. Die Induktivität ist somit eine Vereinfachung, mit der versucht wird, das gesamte $\Psi(I)$ -Kennlinienfeld in einem Parameter abzubilden. Je nach verwendeter Definition der Induktivität hat diese für nichtlineare $\Psi(I)$ -Kennlinienfelder unterschiedliche Werte und unterschiedliche Aussagekraft.

Klassisch wird die Induktivität anhand der $\Psi(I)$ -Kennlinie definiert [Hag06, S.184], [HS13, S.282], [Ose99, S.15], [Zas10, S.155], [BG96], [Phi71, S.35], [Phi00, S.356], [Ler12, S.82], [Her08, S.30]

$$L = \frac{\Psi(t)}{i(t)} = \frac{N \cdot \Phi(t)}{i(t)} \quad (7.1)$$

Damit stellt die Induktivität einen Integralparameter dar. Wird auch im nichtlinearen Magnetkreis eine Induktivität definiert, ist zu beachten, dass in diesem Fall die Induktivität nicht konstant ist. Sie hängt nicht nur von der geometrischen Form und den Abmessungen der Einrichtung und von der Permeabilität des Stoffes, in dem sich das magnetische Feld ausbildet, ab. Vielmehr wandelt die nichtlineare aussteuerungsabhängige Permeabilität auch die Induktivität in eine nichtlineare aussteuerungsabhängige Funktion. Bei Elektromagneten mit beweglichem Anker verändert, zusätzlich zur Größe des Spulenstroms, auch die Größe des Luftspalts die Induktivität.

In vielen anwendungsorientierten Grundlagenbüchern, besonders im Bereich der Schaltungstechnik, wird die Induktivität als integrale Beschreibungsgröße des magnetischen Felds im Sinne eines schaltungstechnischen Elements der Netzwerktheorie anhand ihrer Wirkung auf den elektrischen Kreis definiert [Bau04, S.258], [KMR06, S.35]:

$$L = \frac{U_L}{\frac{di(t)}{dt}}. \quad (7.2)$$

Nichtlinearitäten werden dabei durch Einführung von Randbedingungen vernachlässigt. Zum Beispiel schreibt Bauckholt: „Diese Aussage gilt allerdings nur, wenn in der Spule ein Mindeststrom, nämlich der Magnetierungsstrom, fließt. Dieser Strom ist notwendig, um den Sättigungspunkt der Feldstärke zu erreichen.“ [Bau04, S.258]

Ein anderer Ansatz, die Nichtlinearität zu erfassen, besteht in der Einführung der differentiellen Induktivität

$$L_d = \frac{d\Psi}{di}. \quad (7.3)$$

Damit beschreibt die differentielle Induktivität den Anstieg der Tangente an die $\Psi(I)$ -Kennlinie, während die Induktivität den Anstieg der Sekante, die durch den Arbeitspunkt verläuft, beschreibt.

In Erweiterung zur klassischen Definition kann die Induktivität auch über den magnetischen Kreis definiert werden [Hag06, S.185], [HS13, S.282]

$$L = \frac{N^2}{R_m}. \quad (7.4)$$

Wiederum durch Umformen der Definitionsgleichung (7.1) kann die Induktivität in Abhängigkeit von der magnetischen Energie definiert werden, [Els92, S.68], [Ose99, S.15], [Fei03]

$$L_{W_{\text{mag}}} = \frac{2W_{\text{mag}}(t)}{i(t)^2}. \quad (7.5)$$

Nach Strassacker und Süße [SS06, S.162] ist Gleichung (7.5) die Definitionsgleichung für die Induktivität.

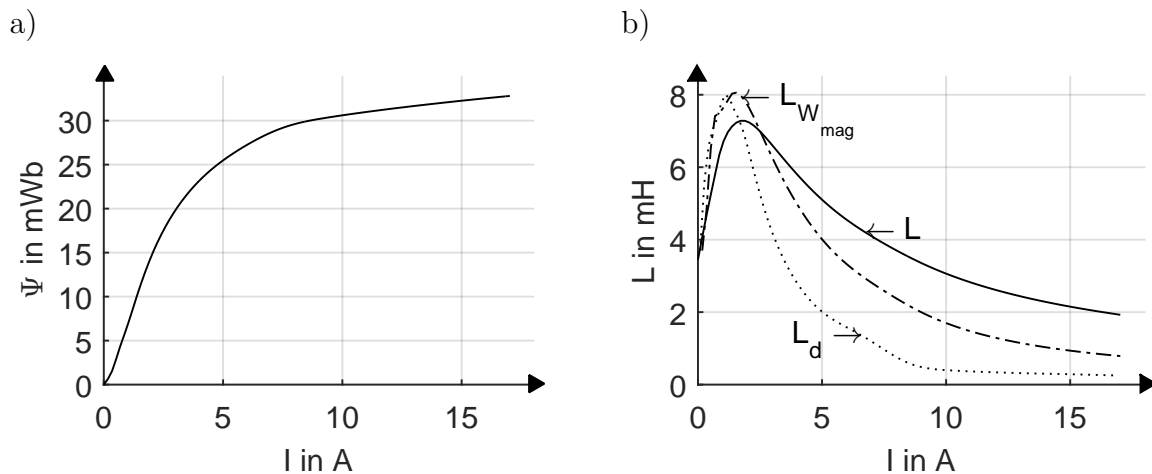


Abbildung 7.1: Verschiedene Abhängigkeiten der Induktivität vom Strom, in Abhängigkeit von deren Definition

- a) zu Grunde liegende $\Psi(I)$ -Kennlinie (nach Abbildung 3.4)
- b) errechnete Abhängigkeit der Induktivität

Es lässt sich zeigen, dass all diese Definition nach Gleichung (7.1) bis (7.5) unter Annahme eines aussteuerungsunabhängigen magnetischen Widerstands äquivalent sind.

Ist der magnetische Widerstand aussteuerungsabhängig, so entstehen verschiedene Zusammenhänge zwischen der Induktivität und dem Strom. Zur Veranschaulichung wurden die Induktivitäten anhand der ermittelten Kommutierungskurve bei Messung mit konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit $\frac{d\Psi}{dI} = 0.5$ V nach Abbildung 3.4 verwendet. In Abbildung 7.1 b) ist zu sehen, dass die Induktivität für Strom $I = 0$ nach allen Definitionen den gleichen Wert hat. Für I gegen Unendlich ergeben alle Definition wieder den gleichen Wert, da hier die Probe vollständig gesättigt ist und der Einfluss der Nichtlinearität bei kleinen Strömen vernachlässigbar gering geworden ist. Im für die meisten Anwendungen eines Elektromagneten relevanten Bereich unterschieden sich die Induktivitäten allerdings sehr deutlich.

7.2 Nichtlineare und hysteresebehaftete Induktivität

Fast alle Betrachtungen zur Induktivität bleiben bei dem Hinweis stehen, dass die magnetische Hysterese vernachlässigt wird. Lediglich Philippow [Phi71, S.36], [Phi00, S.374] schlägt die Ersatzschaltung nach Abbildung 7.2 vor um die Hysteresewirkung im elektrischen Kreis abzubilden. Dabei geht er von der Beobachtung aus, dass im hysteresebehafteten Kreis neben der Blindleistung auch Wirkleistung umgesetzt wird. Die Schaltung besteht aus einer nichtlinearen Induktivität und einem nichtlinearen elektrischen Widerstand. Als nichtlineare Induktivität wird die Mittelwertkurve zwischen den beiden Hystereseästen für jeweils den gleichen Fluss verwendet. Dies entspricht nicht der nichtlinearen Induktivität, die bei Messung der Kommutierungskurve bzw. Neukurve ermittelt wird. Der benötigte nichtlineare Widerstand kann aus der Hysteresekurve für eine bestimmte Betriebsbedingung (bestimmte Frequenz und Ansteuerung) ermittelt werden. Dieser ist für andere Betriebsbedingungen allerdings nicht gültig.

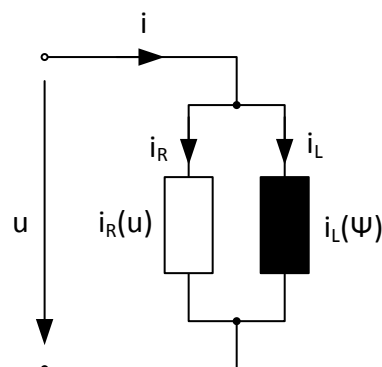


Abbildung 7.2: Umsetzung einer nichtlinearen hysteresebehafteten Induktivität als nichtlineare Induktivität und nichtlinearer Widerstand [Phi71]

Allgemeiner schlägt Rosenbaum [Ros11] in seiner Modellierung der magnetischen Hysterese vor, diese im magnetischen Kreis durch einen linearen magnetischen Widerstand und eine magnetische Spannungsquelle abzubilden (Abbildung 7.3). Entsprechend der Analogie nach Gleichung (7.4) entspricht dabei der magnetische Widerstand der elektrischen Induktivität und somit dem Energiespeicher. Die magnetische Spannungsquelle wird beispielsweise mithilfe des Jiles-Atherton-Modells parametrisiert und sorgt somit einerseits für die Remanenz und erfüllt andererseits analog dem elektrischen Widerstand die Aufgabe des dissipativen Elements.

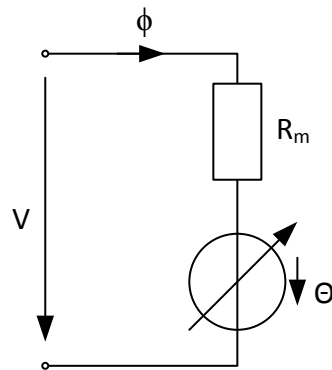


Abbildung 7.3: Umsetzung eines hysteresebehafteten Widerstands als linearer Widerstand mit veränderlicher Quelle [Ros11] im magnetischen Kreis

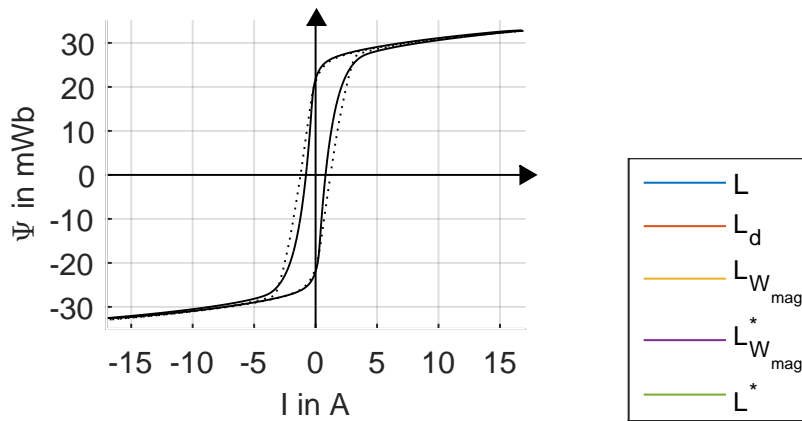
7.3 Induktivität eines Bauteils mit Wirbelströmen

Anhand der vorangegangenen Betrachtungen ist zu sehen, dass die Induktivität und ihre Wirkung auf den elektrischen Kreis stark von den Magnetisierungsprozessen im magnetischen Kreis abhängt. Diese werden neben der Geometrie des Eisenkreises und den Materialeigenschaften des Eisenkreises (Nichtlinearität und Hysterese) auch von den Wirbelströmen beeinflusst. Zur Modellierung der Wirbelströme schlägt Kallenbach [KEQ⁺08] die gleiche Ersatzschaltung nach Abbildung 7.2 vor, die Philippow für die Modellierung von magnetischer Hysterese verwendet. In diesem Fall wird die Abhängigkeit vom zeitlichen Verlauf des Stroms, die bei der Modellierung von Hystereseeffekten störend ist, benutzt, um die Abhängigkeit der Wirbelströme vom zeitlichen Verlauf der Erregung abzubilden.

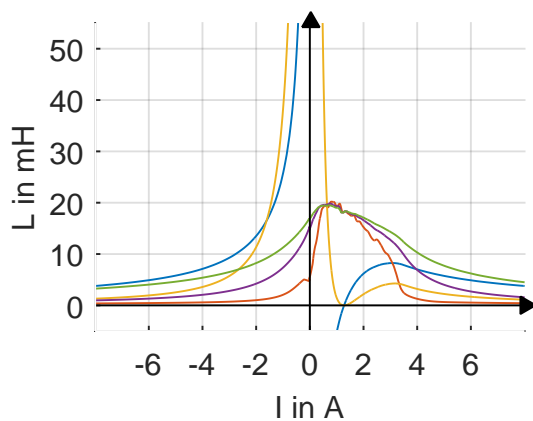
Slemon [SR53] verwendet ebenfalls die Schaltung nach Phillipow (in Abbildung 7.2). Er schlägt diese Schaltung als Grundäquivalenzschaltung einer Induktivität vor und verwendet diese im Transformator-Ersatzschaltbild mit Eisenverlusten [Sle92, S.33].

Dieser Ansatz wird auch im elektromechanischen Ersatzschaltbild nach DIN EN 62458 [DIN11] für die Beschreibung des Großsignalverhaltens von elektroakustischen Wandlern unter dem Namen LR-2-Modell verwendet.

Einen aktuellen Überblick über derartige Modelle gibt Chiesa [CH08]. Allgemein unterscheidet Chiesa dabei zwischen Mehrelement-Ersatzschaltungen und Schaltungen, die ein echtes Hysterese-Modell verwenden. Die Mehrelement-Ersatzschaltungen unterscheidet er dabei in

a) $\Psi(I)$ -Kennlinie

b) Stromregelung



c) Flussregelung

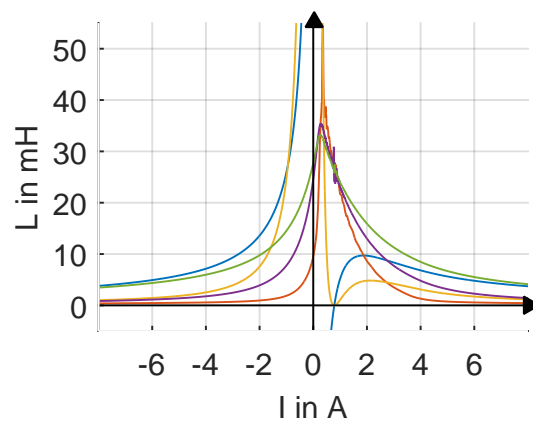


Abbildung 7.4: Verschiedene Abhängigkeiten der Induktivität vom Strom für Ummagnetisierungskurven mit Hysterese und Wirbelströmen, in Abhängigkeit von deren Definition

- a) zu Grunde liegende $\Psi(I)$ -Kennlinie: durchgezogene Linie = Flussregler, gepunktete Linie = Stromregler
- b) errechneter Induktivitätsverlauf über den Strom bei Stromregler
- c) errechneter Induktivitätsverlauf über den Strom bei Flussregler

Modelle mit linearem Widerstand und nichtlinearer Induktivität sowie Modelle, bei denen sowohl der Widerstand als auch die Induktivität nichtlinear modelliert werden.

Wendet man die Definitionen der statischen Induktivität auf eine gemessene Ummagnetisierungskurve an, bekommt man ungewöhnliche Verläufe der Induktivität. Diese wurden anhand der gemessenen Ummagnetisierungskurven mit konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit $\frac{d\Psi}{dt} = 0.5$ V nach Abbildung 3.4 und mit sinusförmigem Stromverlauf mit 0.5 Hz nach Abbildung 3.5 berechnet, siehe Abbildung 7.4. Betrachtet wird in diesen Abbildungen sowie im Folgenden nur der untere Ast der Hysteresekurve. Die Induktivität des oberen Astes verhält sich aufgrund der Symmetriebedingungen analog, an der Ordinate gespiegelt. Die klassische Definition nach Gleichung (7.1) und die Definition über die magnetische Energie nach Gleichung (7.5) haben eine Polstelle bei Strom Null, da der Fluss, bzw. die magnetische Arbeit hier nicht wie im statischen Fall ebenfalls Null sind. Verwendet wird hierzu die vorgeschlagene Definition der magnetischen Energie nach Abschnitt 6.1.

Teilt man den Spulenstrom allerdings nach Philippow [Phi71] bzw. Ströhla [Str02] in den Strom des dissipativen Elements i_R und den Strom des Wirkelements i_L auf, so fallen die Nullstelle des Zählers und die Nullstelle des Nenners wie im statischen Fall zusammen und die Induktivität hat lediglich eine hebbare Unstetigkeit bei $\Psi = 0$. Die Induktivität nach klassischer Definition nimmt für den Bereich, in dem die $\Psi(I)$ -Kennlinie im zweiten Quadranten ist, sogar negative Werte der Induktivität an.

$$L^* = \frac{\Psi(t)}{i_R(t)} = \frac{\Psi(t)}{i(t) - i(\Psi = 0)} \quad (7.6)$$

$$L_{W_{\text{mag}}}^* = \frac{2 \cdot W_{\text{mag}}(t)}{i_R(t)^2} = \frac{2 \cdot W_{\text{mag}}(t)}{(i(t) - i(\Psi = 0))^2} \quad (7.7)$$

Für die so korrigierten Definitionen der Induktivität L^* und $L_{W_{\text{mag}}}^*$ sowie für die differentielle Induktivität gilt auch wieder, dass alle drei Definitionen für $\Psi = 0$ den gleichen Wert der Induktivität haben. Ebenso gilt, dass die differentielle Induktivität den geringsten Wert der Induktivität und die klassische Definition der Induktivität den größten Wert der Induktivität ergeben.

Die Definition der differentiellen Induktivität hat auch im Fall des hysteresesebehafteten Aktors Gültigkeit. Gerade im PWM-Betrieb eines nichtlinearen Aktors hat die Definition der differentiellen Induktivität praktische Relevanz. Im Arbeitspunkt ist der Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinie von inneren Schleifen wesentlich geringer als der Anstieg im Großsignalverhalten.

Für die Auslegung der Elektronik ist daher die differentielle Induktivität der relevante Parameter.

Modellierung und Extrapolation der Magnetisierungskurve

8.1 Abbildung des Schaltens eines Elektromagneten in der $\Psi(I)$ -Kennlinie

In den vorangegangenen Kapiteln wurden Methoden gezeigt, mit denen es möglich ist, den Ankerhub eines Elektromagneten auszurechnen, wenn die gemessene $\Psi(I)$ -Kennlinie im angezogenen und abgefallenen Zustand des Elektromagneten vorliegt. Bei den meisten technisch relevanten Magneten ist es allerdings nicht möglich den Anker in beiden Endlagen zu arretieren, um eine solche Messung durchzuführen. Häufig kann lediglich die $\Psi(I)$ -Kennlinie während eines Schaltvorgangs gemessen werden. Diese enthält dann Abschnitte der Kennlinie des geöffneten, des schaltenden und des geschlossenen Magneten. Wenn es gelingt aus dieser Kennlinie die Kennlinien des offenen und des geschlossenen Magneten zu rekonstruieren, kann der Ankerhub auch aus dieser Kennlinie bestimmt werden.

Abbildung 8.1 zeigt exemplarisch die $\Psi(I)$ -Kennlinie eines schaltenden Elektromagneten in schwarz. Grau hinterlegt sind gemessene Kennlinien bei minimalem und maximalem Luftspalt.

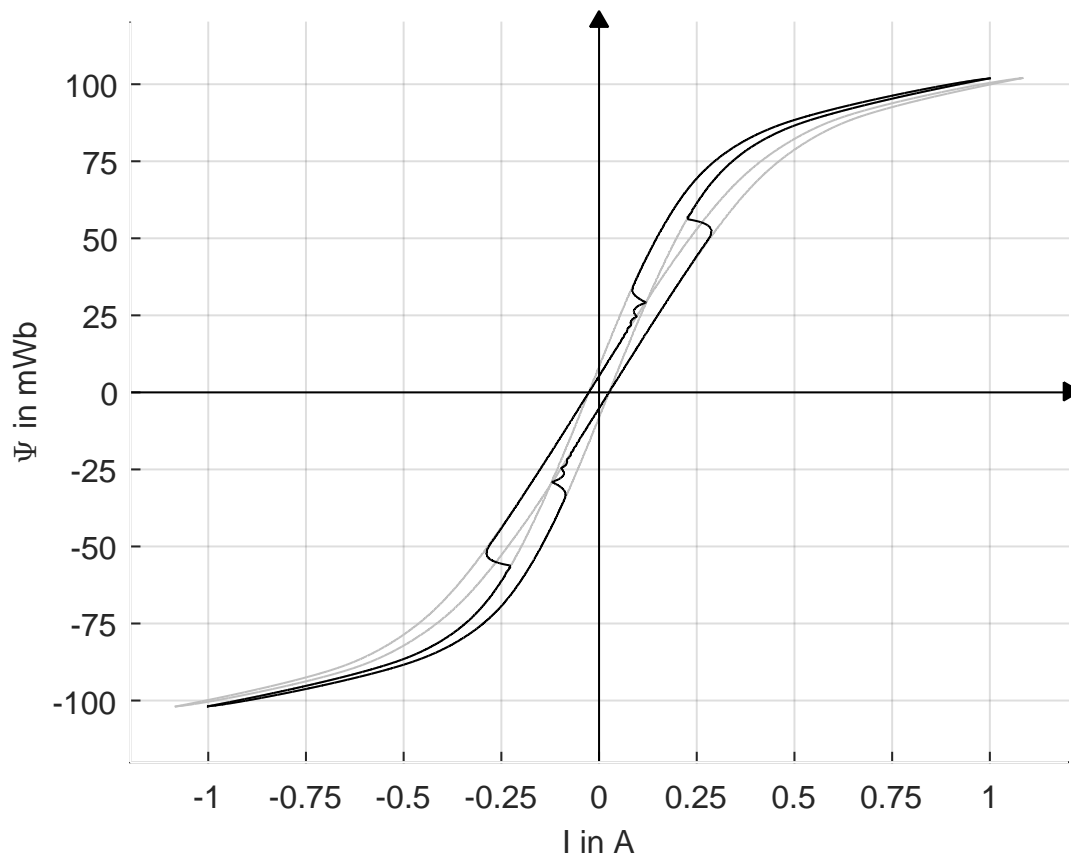


Abbildung 8.1: Beispiel einer gemessene $\Psi(I)$ -Kennlinie des schaltenden Demonstratormagneten

Bei der Messung der Kennlinien wurde der Aktor in allen drei Fällen, fixierter Anker bei minimalem und maximalem Luftspalt, sowie schaltender Magnet, bis zum gleichen verketteten magnetischen Fluss angesteuert.

In Abbildung 8.1 ist zu sehen, dass die Kennlinie bei Strom Null beginnend mit steigendem Strom zunächst auf den Kennlinien des maximalen Luftspalts verläuft, bis der Anzugsfluss erreicht ist. Dann zieht der Anker an und die Kennlinie wechselt auf die Kennlinie bei minimalem Luftspalt, während der Strom weiter erhöht wird. Wird der Strom wieder abgesenkt, bleibt die Kennlinie auf der Kennlinie des minimalen Luftspalts, bis der Anker abfällt. Hier wechselt die Kennlinie zurück auf die Kennlinien des maximalen Luftspalts. Aufgrund der Symmetrie der Kurve verhält sich die Kennlinie im negativen Bereich genauso.

Anhand dieser Betrachtung ist zu sehen, dass der Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei maximalem Luftspalt direkt aus der schaltenden Kennlinie bestimmt werden kann. Der Anstieg bei minimalem Luftspalt hingegen muss rekonstruiert werden. Dazu stehen, wie in Abbil-

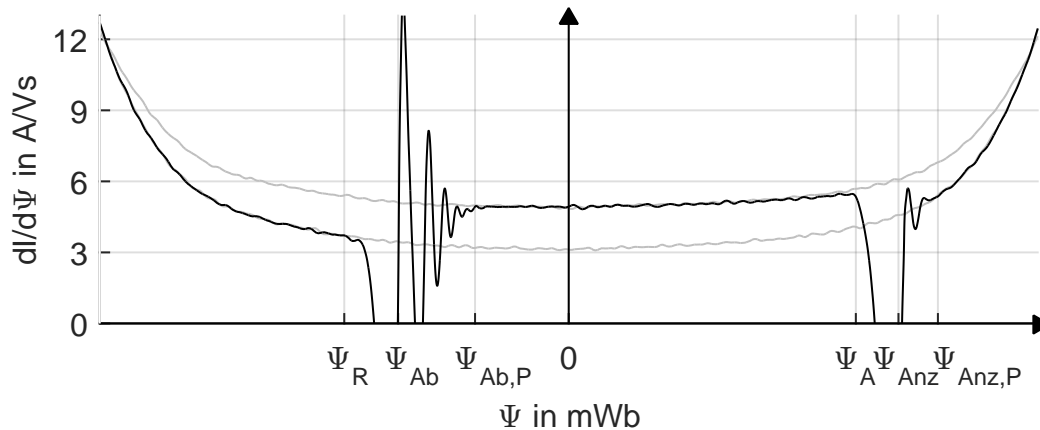


Abbildung 8.2: Beispiel: Ableitung der gemessene $I(\Psi)$ -Kennlinie des schaltenden Demonstratormagneten

dung 8.2 zu sehen, die Bereiche vom negativen maximalen Fluss bis Ψ_R , von $\Psi_{Ab,P}$ bis Ψ_A und von $\Psi_{Anz,P}$ bis zum positiven Maximalfluss zur Verfügung. Gesucht ist der Anstieg der Kennlinie ebenfalls bei Ψ gleich Null.

Hierfür muss ein geeigneter Extrapolationsansatz gefunden werden. Dazu werden im Folgenden typische Formen von Materialkennlinien ($B(H)$ -Kennlinien) untersucht. Zuerst wird wie in Kapitel 5 die Kennlinie ohne Hysterese betrachtet, bevor im zweiten Schritt wie in Kapitel 6 Hysterese und Wirbelströme hinzugenommen werden. Anschließend wird deren Einfluss und Kombination in $\Psi(I)$ -Kennlinien analysiert um geeignete Extrapolationsalgorithmen zu entwickeln. Tatsächlich interessiert die Extrapolation der Ableitung des Spulenstroms nach dem verketteten magnetischen Fluss. Diese ist eng mit der Definition der Induktivität verbunden.

Die Erfolgsaussichten einen allgemeinen Ansatz zur Kurvenextrapolation zu finden erscheinen gering, da wie Ströhla [Str02] anmerkt, $\Psi(I)$ -Kennlinien analytisch nur durch fehlerbehaftete Approximationsfunktionen angegeben werden können. Tebble [TC69, S.381] bestätigt, dass die Rekonstruktion und Vorhersage von Ummagnetisierungskurven nur unter eingeschränkten Bedingungen möglich ist.

8.2 Aussteuerung bis zum gleichen Strom/Fluss

Wird die $\Psi(I)$ -Kennlinie eines Elektromagneten bei festgehaltenem Anker gemessen, um die Kennlinie mit der Messung eines schaltenden Aktors zu vergleichen, gibt es zwei verbreitete Möglichkeiten. Zum einen können alle Messungen bis zum gleichen maximalen Fluss, zum anderen bis zum gleichen Strom angesteuert werden.

In vielen derartigen Betrachtungen der $\Psi(I)$ -Kennlinie eines schaltenden Elektromagneten wird der Magnet für die Messung der drei Kennlinien, minimaler Luftspalt, maximaler Luftspalt und schaltend, jeweils bis zum gleichen Strom angesteuert [Rad11]. Dieses Kennlinienfeld lässt sich einfach bestimmen, da in diesem Fall der Magnet in allen Messungen bis zum gleichen Maximalstrom angesteuert wird. Dies ist mit einem Stromregler leicht zu realisieren. Ebenso verwenden viele Untersuchungen die Kennlinie, die bis zum gleichen Fluss angesteuert wurden [Den12c]. In diesem Fall ist der benötigte Maximalstrom bei maximalem Luftspalt um den gleichen Fluss zu erreichen wesentlich größer als im Schaltbetrieb. Dem Autor ist keine wissenschaftliche Auseinandersetzung mit der unterschiedlichen Betrachtungsweise bekannt.

Wird die Betrachtung der $\Psi(I)$ -Kennlinie unter Vernachlässigung von Hysterese und ratenabhängigen Effekten durchgeführt, unterscheiden sich beide Betrachtungsweisen nicht. Der Verlauf der statischen $\Psi(I)$ -Kennlinie ist gleich, unabhängig davon, bis zu welcher maximalen Aussteuerung die Messung durchgeführt wurde.

Wird Hysterese mitbetrachtet, ist die maximale Aussteuerung des Flusses relevant. Wird der Aktor bei größerem Luftspalt bis zum gleichen Strom angesteuert, ist der erreichte Fluss geringer. Demzufolge werden innere Schleifen der Hysteresekurve durchlaufen. Dies führt zu einem unterschiedlichen remanenten Fluss und zu einem unterschiedlichen Verlauf der relativen Permeabilität. Der Ansatz zur Berechnung des Ankerhubs nach Kapitel 5 geht aber davon aus, dass der magnetische Fluss immer gleich groß ist, unabhängig von Veränderungen des Arbeitsluftspalts. Daher erscheint es sinnvoll, für den Vergleich von $\Psi(I)$ -Kennlinien, diejenigen zu wählen, die bis zum gleichen maximalen Fluss bestimmt wurden.

Für die Ausbildung von Wirbelströmen ist die Ableitung des magnetischen Flusses relevant. Ändert sich der maximale Fluss ändert sich auch der Verlauf der Ableitung des Flusses. Dies führt zu einer geänderten Ausbildung der Wirbelströme, wodurch die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie ebenfalls luftspaltabhängig verändert wird. Dies spricht ebenso für eine Messung mit Aussteuerung bis zum gleichen Fluss.

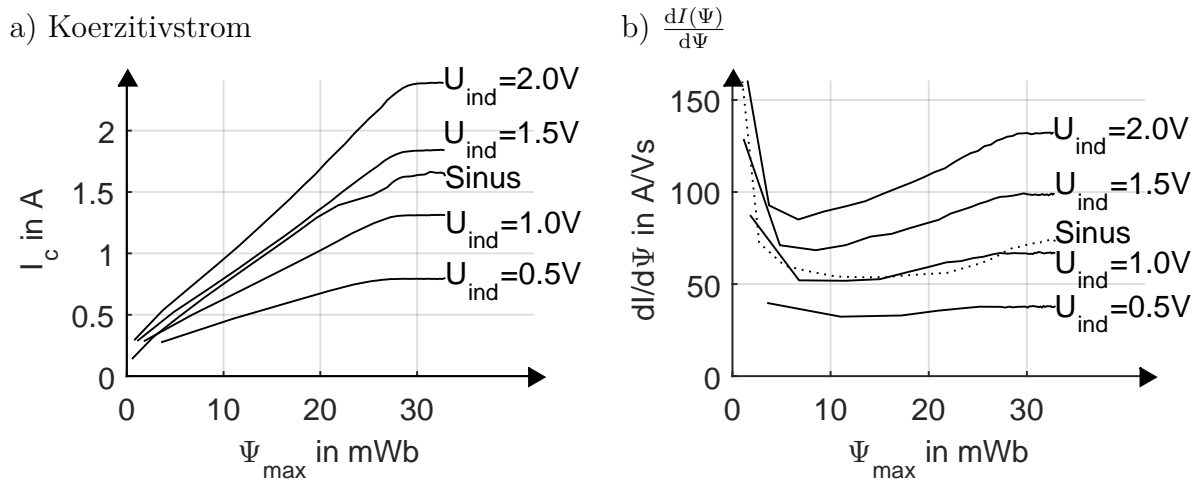


Abbildung 8.3: Nach Abbildung 3.4 und Abbildung 3.7 ermittelte Aussteuerungsabhängigkeit von a) Koerzitivstrom und b) Anstieg der $I(\Psi)$ -Kennlinie bei Fluss $\Psi = 0$

Wie groß der Einfluss unterschiedlich hoher Aussteuerungen auf die $\Psi(I)$ -Kennlinie tatsächlich ist, kann an den Ummagnetisierungskurven, die zur Messung einer Kommutierungskurve aufgenommen wurden, untersucht werden. Neben der optischen Beurteilung der Form der Kennlinie in Abhängigkeit von der Amplitude sind der Strom beim Nulldurchgang des Flusses und die Ableitung des Stroms nach dem Fluss in diesem Punkt einfach quantitativ fassbare Parameter. Für diese Untersuchung eignen sich nur Messungen, die bei Fluss $\Psi = 0$ unabhängig von der Amplitude die gleiche Ableitung des magnetischen Flusses nach der Zeit haben. Dies ist bei der Messung der Ummagnetisierungskurve mit Flussregler nach Abbildung 3.4 und Messung mit Stromregler und konstanter maximaler Ableitung des Stroms nach Abbildung 3.7 gegeben. In beiden Abbildungen ist zu sehen, dass sich der Schnittpunkt des Stroms mit der Abszissenachse bei großen Aussteuerungen in Abhängigkeit von der Aussteuerung kaum ändert. In Abbildung 8.3 a) wurden diese Punkte in Abhängigkeit vom Maximalfluss dargestellt.

Es ist zu sehen, dass es bei großen Flüssen ein Plateau mit geringem Anstieg gibt. In diesem Bereich ist der Einfluss einer Änderung des Maximalflusses gering. Im Bereich kleinerer Flüsse ist ein deutlicher Einfluss zu sehen. Hier sorgt eine geringere Breite der Hystereseschleife für die Veränderungen. Das Plateau wird mit zunehmender Ummagnetisierungsgeschwindigkeit kleiner. Wirbelströme sorgen dafür, dass sich der Maximalfluss nicht vollständig in der Probe ausbilden kann.

In der Ableitung der $I(\Psi)$ -Kennlinie, nach Abbildung 8.3 b) ist dieses Plateau ebenfalls zu

sehen. Besonders für kleine Maximalaussteuerungen ist der Einfluss der Maximalaussteuerung in diesem Diagramm deutlich zu erkennen.

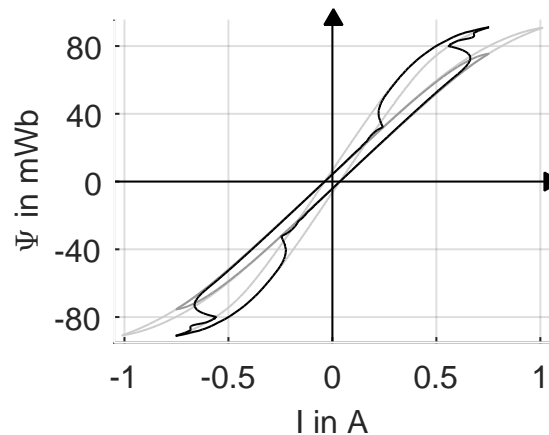


Abbildung 8.4: Beispielmessung gescherte $\Psi(I)$ -Kennlinie, gleicher Fluss und gleicher Strom.

Bei schaltenden Elektromagneten werden in den meisten Untersuchungen Messungen innerhalb eines solchen Plateaus verglichen. Hiermit ist der Unterschied zwischen Aussteuerung auf gleichen Maximalfluss und gleichen Maximalstrom kaum messbar. In der Demonstrationsmessung in Abbildung 8.4 sind beide Maximalaussteuerungen dargestellt. Ein Unterschied ist nicht ersichtlich. Im Sinne einer maximalen Genauigkeit sollte dieser geringe Einfluss trotzdem nicht vollständig missachtet werden. Die Stärke des Einflusses ist aktorabhängig und kann nur schwer vorhergesagt werden.

8.3 Modellierung der statische $B(H)$ -Kennlinie

8.3.1 Bekannte Funktionen zur Approximation der $I(\Psi)$ -Kennlinie

Im Rahmen der Betrachtungen zu typischen Kurvenformen von $B(H)$ -Kennlinien führen Craik und Tebble [CT65],[TC69] die Beschreibung ein, dass die einzelnen Äste einer Hysteresekurve bei den meisten Proben (Typ a nach Abbildung 8.18) sowie die Neukurve sigmoidal sind. Mittlerweile ist diese Eigenschaft allgemein anerkannt ([JA86], [Dob96], [Leo98, S.234], [Jil98, S.113], [HR12], [TKV12]). Dieser Begriff stammt ursprünglich aus der Mathematik und beschreibt einen S-förmigen Graphen. Eine Sigmoidfunktion ist eine beschränkte und differenzierbare reelle Funktion mit einer ausschließlich positiven oder ausschließlich negativen Ableitung und genau einem Wendepunkt.

Daher eignen sich prinzipiell alle sigmoidalen Funktionen zur Beschreibung des Astes einer Hysteresekurve und der anhysteretischen Kurve. Zu den Sigmoidfunktion zählen die transzendenten Funktionen: logistische Funktion, Arkustangens und Tangens Hyperbolicus sowie viele algebraische Funktionen.

Neben der sigmoidalen Eigenschaft ist die anhysteretische Kurve bilateral, also punktsymmetrisch [Ler12, S.73]. Diese Eigenschaft wird allerdings nur benötigt, wenn der Magnetkreis sowohl in positive als auch in negative Richtung angesteuert wird. Die Symmetrie wird teilweise auch durch Verwenden des Betragsoperators erreicht, wobei dabei die häufig wünschenswerte Eigenschaft der Differenzierbarkeit verloren geht.

Um die anhysteretische Kurve oder die Neukurve zu beschreiben, gibt es in der Literatur verschiedene Ansätze, die in Tabelle 8.1 zusammengefasst werden. Diese beschreiben in der Anwendung des jeweiligen Autors zum Teil die $\Psi(I)$ -Kennlinie, zum Teil die $B(H)$ -Kennlinie und zum Teil die Abhängigkeit der Magnetisierung $M(H)$ von der Feldstärke.

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (8.1)$$

Der Übersichtlichkeit halber wurden alle Ansätze in Tabelle 8.1 als $B(H)$ -Kennlinie notiert und das evtl. benötigte $\mu_0 \cdot H$ vernachlässigt.

Tabelle 8.1: Ansätze zur Beschreibung der anhysteretischen Kurve aus der Literatur

Quelle	Formel	Parameter
Hiller [Hil05]	$B(H) = a \cdot \frac{H^2 + b \cdot H + c}{d \cdot H + e}$ (8.2)	5
Perez-Rojas [PR00]	$B(H) = a \cdot \arctan(b \cdot H) + c \cdot H$ (8.3)	3
Ströhla [Str02]	$B(H) = \left(\frac{1}{a + bH} + c \right)$ (8.4)	3
Jiles Atherton [JA83]	$B(H) = a \left(\coth \frac{H}{b} - \frac{b}{H} \right)$ (8.5)	2
Philippow [Phi71]	$B(H) = a \cdot \tanh(b \cdot H)$ (8.6)	2
Philippow [Phi71]	$B(H) = a \cdot \operatorname{arcsinh}(b \cdot H)$ (8.7)	2
Philippow [Phi71]	$B(H) = a \sqrt[2n+1]{b \cdot H}$ (8.8)	3
Nickel [Nic98]	$H(B) = a \cdot B + b \cdot B^n$ (8.9)	3
Hossian [HH03]	Polynom k-ten Grades (empfohlen k=5..6)	k+1

8.3.2 Neue Funktion zur Approximation der $I(\Psi)$ -Kennlinie

Die meisten Ansätze nach Tabelle 8.1 stellen die $B(H)$ -Kennlinie dar. Lediglich der Ansatz nach Nickel [Nic98] beschreibt die inverse Funktion. Diese Funktion kann nicht explizit invertiert werden. Im Kapitel 5 wurde gezeigt, dass die Ableitung dieser inversen Funktion zur Beschreibung der Scherung der Kennlinie verwendet werden kann. Nach Gleichung (5.19) stellt dann eine Luftspaltveränderung eine Verschiebung dieser Ableitung nach oben und unten dar. Die Ableitung der inversen $B(H)$ -Kennlinie ist U-förmig (siehe Abbildung 8.5). Anschaulich lässt sich die U-form der ersten Ableitung der $H(B)$ -Kennlinie durch zwei Sigmoidalfunktionen beschreiben.

$$\frac{\partial H}{\partial B} = \frac{\partial H_1}{\partial B} + \frac{\partial H_2}{\partial B} + \frac{1}{\mu_{\max}} \quad (8.10)$$

$$\frac{\partial H_1}{\partial B} = \left(\frac{1}{\mu_a} - \frac{1}{\mu_{\max}} \right) \frac{1}{1 + e^{-a_1(B-B_{k1})}} \quad (8.11)$$

$$\frac{\partial H_2}{\partial B} = \left(\frac{1}{\mu_0} - \frac{1}{\mu_{\max}} \right) \frac{1}{1 + e^{a_2(B-B_{k2})}} \quad (8.12)$$

Dabei geben die Punkte B_{k1} und B_{k2} die Punkte maximaler Krümmung der Kennlinie an. Die Werte der Krümmung werden über die Parameter a_1 und a_2 bestimmt. Die Anfangspermeabilität μ_a und Maximalpermeabilität μ_{\max} sind explizit in der Funktion enthalten.

Durch Integration kann hieraus mit $H(B=0) = 0$ eine $H(B)$ -Kennlinie berechnet werden.

$$\begin{aligned} H(B) = & \frac{\mu_0\mu_{\max} - \mu_0\mu_a + \mu_a\mu_{\max}}{\mu_0\mu_a\mu_{\max}} B \\ & - \frac{\left(\ln(e^{a_2(B_{k2}-B)} + 1) - \ln(e^{a_2B_{k2}} + 1) \right) (\mu_0 - \mu_{\max})}{a_2\mu_0\mu_{\max}} \\ & + \frac{\left(\ln(e^{a_1(B-B_{k1})} + 1) - \ln(e^{-a_1B_{k1}} + 1) \right) (\mu_a - \mu_{\max})}{a_1\mu_a\mu_{\max}} \end{aligned} \quad (8.13)$$

Diese Funktion kann nicht explizit invertiert werden, sodass sie nicht mit den Funktionen aus Kapitel 8.3.1 verglichen werden kann. Eine Invertierbarkeit ist für viele Betrachtungen zur Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie nicht notwendig. Diese Funktion eignet sich gut um die $H(B)$ -Kennlinie zu approximieren und Folgeuntersuchungen bezüglich des Krümmungsverhaltens

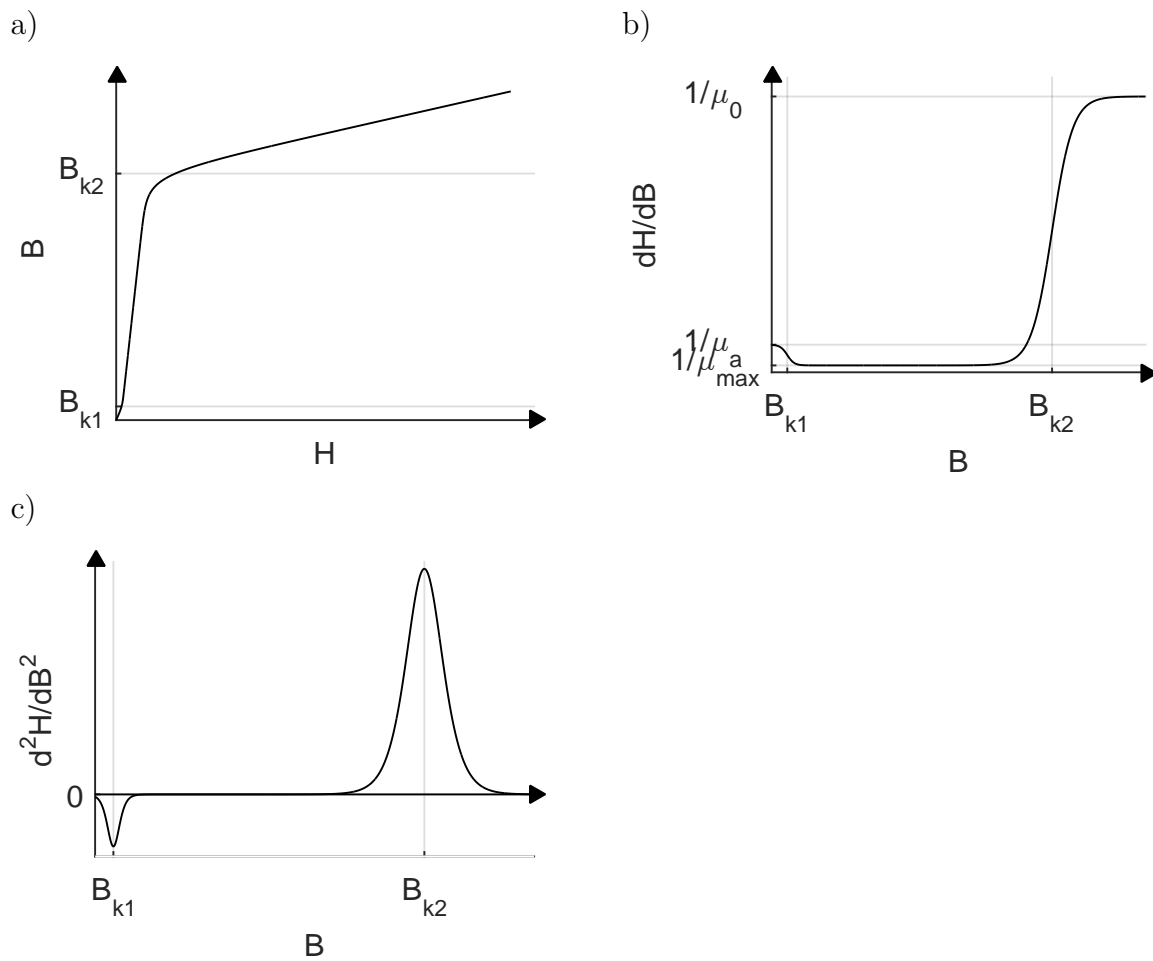


Abbildung 8.5: Approximationsfunktion: a) Funktion, b) erste Ableitung, c) zweite Ableitung

von $\Psi(I)$ -Kennlinien durchzuführen, da sie den Verlauf der statischen $\Psi(I)$ -Kennlinie inkl. des Anfangsknicks gut abbildet und leicht parametrisiert werden kann.

8.4 Statische $\Psi(I)$ -Kennlinie - Knick in der Kommutierungskurve

Die $\Psi(I)$ -Kennlinie eines Aktors lässt sich über ein Ersatzschaltbild bestehend aus Parallel- und Reihenschaltung von Geometrieelementen aus unterschiedlichen Materialien mit unterschiedlichen Eisenweglängen und Querschnittsflächen beschreiben. Somit enthält die resultierende $\Psi(I)$ -Kennlinie summarisch den Einfluss der verschiedenen Bereiche des Elektromagneten. Im folgenden Abschnitt wird untersucht, inwieweit der sigmoidale Verlauf der

$B(H)$ -Kennlinie auf den Verlauf der $\Psi(I)$ -Kennlinie übertragen werden kann, bzw. ob konstruktive Maßnahmen zu weiteren Krümmungswechseln in der $\Psi(I)$ -Kennlinie führen.

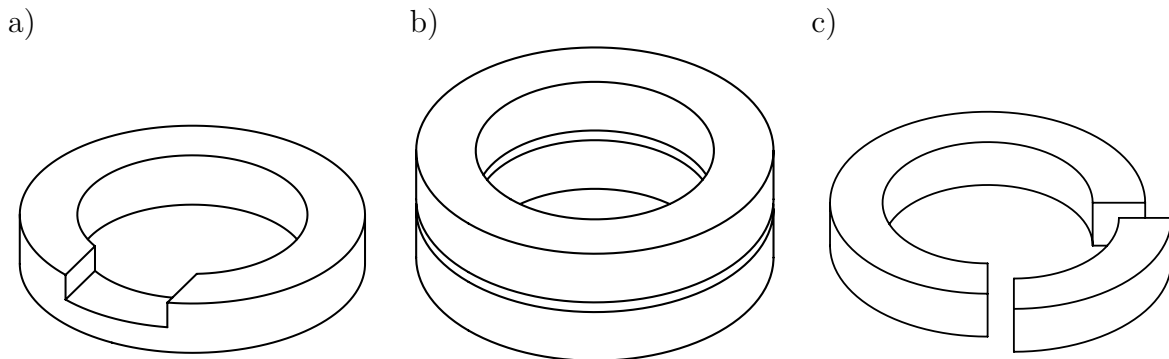


Abbildung 8.6: Geometrievariation der Ringkernprobenmessung zur Untersuchung des Einflusses der Magnetkreisgeometrie auf den Verlauf der $\Psi(I)$ -Kennlinie;
a) Durch Verletzung der Querschnittsbedingung
b) Durch Parallelschaltung unterschiedlicher Materialien
c) Durch Reihenschaltung unterschiedlicher Materialien

8.4.1 Einfluss von Querschnittsänderungen

Die Querschnittsbedingung ist eine Randbedingung, die bei der Auslegung von Magnetkreisen herangezogen wird. “Sie besagt, dass die Flussdichte im gesamten Eisen gleich sein soll. Das bedeutet, dass der Querschnitt des Eisenkreises über den gesamten Flussweg für das gleiche Material konstant ist.“ [Str12]

Bei der Auslegung von Elektromagneten wird diese Bedingung zur Grobdimensionierung des Magnetkreises herangezogen. Während der Auskonstruktion des Magneten führen unter Umständen andere Anforderungen, wie beispielsweise fertigungstechnische Randbedingungen dazu, dass die Querschnittsbedingung nicht vollständig eingehalten wird. Beispielsweise wird bei rotationssymmetrischen Bauteilen, die radial vom magnetischen Fluss durchsetzt werden, welche zum Beispiel im Boden und Deckel eines Topfmagneten vorkommen, die Höhe für den inneren Radius ausgelegt. Dadurch nimmt die wirksame Eisenquerschnittsfläche nach außen hin zu. Dies führt zu einer Verletzung der Querschnittsbedingung, wenn die Zunahme der Fläche nicht durch Verringerung der Höhe kompensiert wird. Diese Kompensation ist fertigungstechnisch aufwändig und bringt, abgesehen von Gewichts und Materialersparnis, keine Vorteile für die Charakteristik des Elektromagneten.

Die Auswirkungen der Verletzung der Querschnittsbedingung auf die $\Psi(I)$ -Kennlinie soll in diesem Abschnitt untersucht werden.

Um den Effekt experimentell zu bestätigen wird ein Magnetkreis benötigt, der nur aus einem Material besteht und über die komplette Magnetkreislänge eine konstante Querschnittsfläche aufweist. Durch Veränderung der Probe soll der Probenquerschnitt auf einem Teil der Magnetkreislänge verringert werden können. Anderweitige Effekte, die die Aussagekraft der Messung verfälschen, sollten nicht enthalten sein. Ein Magnetkreis mit konstanter Querschnittsfläche und auch sonst möglichst homogenem Feldbild stellt die Ringkernprobe dar. Mit Hilfe der Sekundärwicklung ist auch die Bestimmung des verketteten magnetischen Flusses nach der Integrationsmethode ohne Einspulenmessung möglich. Mittels spanender Materialbearbeitung ist es einfach möglich die wirksame Eisenquerschnittsfläche in einem gewissen Segment durch Verringerung der Probenhöhe zu reduzieren, Abbildung 8.6 a. Dazu wird eine Ringkernprobe nach Tabelle 8.2 ausgewählt. Diese wird zuerst in ihrer Rohform charakterisiert. Anschließend wird schrittweise eine 6 mm tiefe Verengung in Längen von 4 mm bis 20 mm eingebracht und jeweils die $\Psi(I)$ -Kennlinie betrachtet. Um Einflüsse des Bearbeitungsprozess auf die Form der $B(H)$ -Kennlinien auszuschließen wird die Untersuchung sowohl theoretisch/modellbasiert, als auch experimentell durchgeführt.

8.4.1.1 Analytische Beschreibung des Effekts mit konzentrierten Parametern

Um diese Beispielanordnung analytisch zu untersuchen, wird angenommen, dass der gesamte Magnetkreis aus dem Material besteht, welches durch Gleichung (8.13) beschrieben werden kann und somit den bekannten Verlauf und Krümmungsverhalten hat. Abbildung 8.7 zeigt die $B(H)$ -Kennlinie dieses Materials.

$$\begin{aligned}\mu_{\max} &= 600 \mu_0 \\ \mu_a &= 20 \mu_0 \\ B_{k1} &= -0.018 \text{ T} \\ B_{k2} &= 2.26 \text{ T} \\ a_1 &= 40 \\ a_2 &= 5\end{aligned}$$

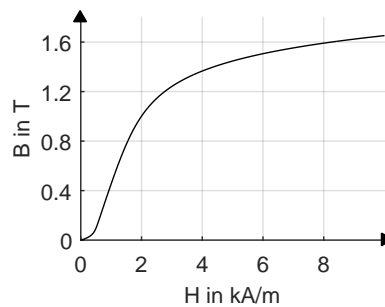


Abbildung 8.7: Material zur symbolischen Untersuchung des Einflusses der Querschnittsbedingung, Materialparameter nach Gleichung (8.13)

Die Magnetisierungsverhältnisse im Eisenkreis lassen sich bei Vernachlässigung der Streuflüsse mit wenigen konzentrierten Parametern nach Abbildung 8.8 a) beschreiben. Für dieses Ersatzschaltbild gilt

$$R = R_{\text{Fe1}} + R_{\text{Fe2}} = \frac{\Theta}{\Phi} = N^2 \frac{I}{\Psi}. \quad (8.14)$$

Nach dem Einsetzen der Bemessungsgleichungen für die Reluktanzen folgt

$$\Theta = \frac{1}{\mu \left(\frac{\Phi}{A_1} \right)} \Phi \frac{l_1}{A_1} + \frac{1}{\mu \left(\frac{\Phi}{A_2} \right)} \Phi \frac{l_2}{A_2}. \quad (8.15)$$

Damit ergibt sich das $\Psi(I)$ -Kennlinienfeld und dessen Ableitungen nach Abbildung 8.9. Im Kennfeld ist die Scherung der Kennlinie aufgrund der Querschnittsverengung deutlich zu sehen. Der erreichte Fluss bei gleichem Strom ist verringert. Dass die Kurven mit Verengung gegenüber der Kurve ohne Verengung (0 mm) einen qualitativ anderen Verlauf aufweisen ist nicht zu sehen. Dies entspricht den Erfahrungen im Umgang mit $\Psi(I)$ -Kennlinien von komplexeren Magnetkreisen.

In der ersten Ableitung des Stroms nach dem Fluss in Abbildung 8.9 b) ist deutlich zu sehen, dass die Annäherung an die Materialsättigung mit Verengung zweistufig erfolgt. Es lassen sich also die Materialeinflüsse sowohl des verengten als auch des nicht verengten Bereichs des Magnetkreises durch ihren jeweils sigmoidalen Verlauf erkennen. Noch deutlicher ist dieser Effekt in der zweiten Ableitung, die das Krümmungsverhalten der Funktion wiedergibt, zu sehen.

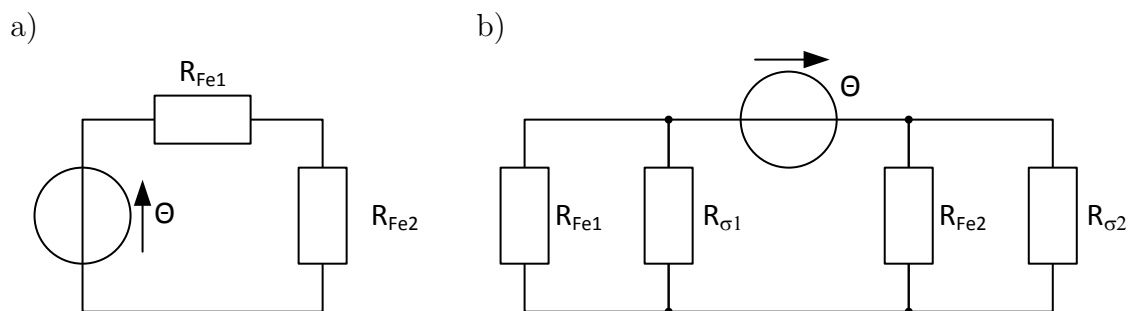
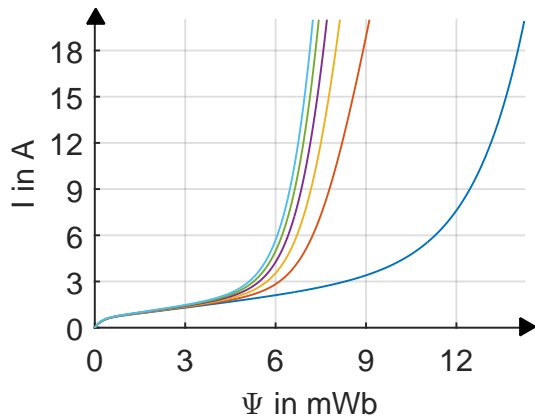


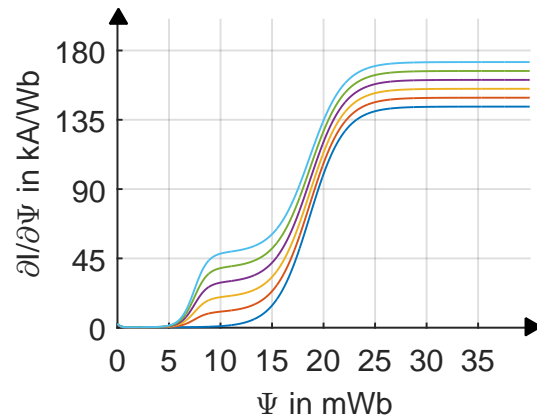
Abbildung 8.8: Netzwerkmodell zur Veranschaulichung des Einflusses der Querschnittsbedingung, a) ohne Streufluss parallel zur Einschnürung, b) mit Streufluss parallel zur Einschnürung

Praktische Relevanz für die Interpretation von $\Psi(I)$ -Kennlinien hat diese Betrachtung für typische Elektromagneten nur bis in die Nähe der Sättigungsmagnetisierung.

Die Vernachlässigung der Streuflüsse stellt eine starke Vereinfachung dar. Entsprechend Abbildung 8.8 b) können die Streuflüsse berücksichtigt werden. Im direkten Vergleich der Modelle mit Streuflüssen (Abbildung 8.10) und ohne Streuflüsse (Abbildung 8.9) ist zu sehen, dass der Einfluss der Verletzung der Querschnittsbedingung durch die Streuflüs-

a) Simulierte $I(\Psi)$ -Kennlinie

b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

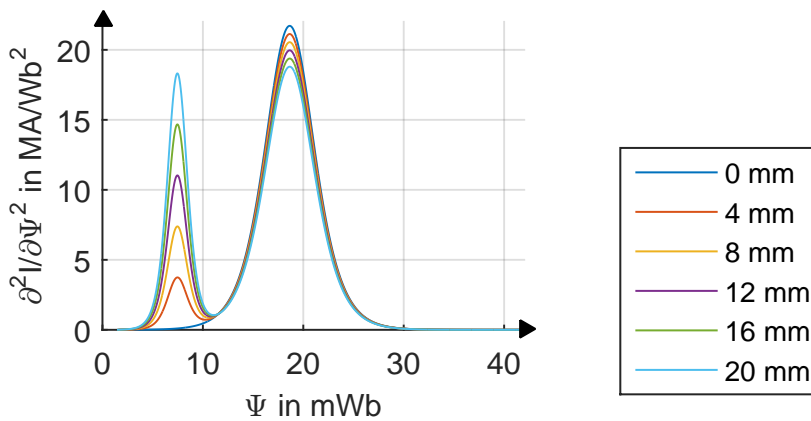


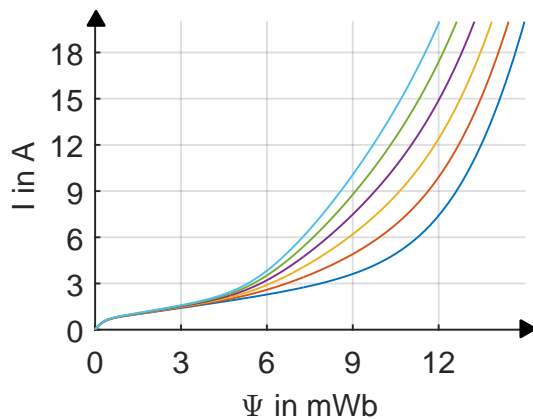
Abbildung 8.9: Mittels Netzwerkmodell nach Abbildung 8.8 a) simulierte $I(\Psi)$ -Kennlinie und deren erste und zweite Ableitungen einer Ringkernprobe in Abhängigkeit von der Länge der Verengung unter Vernachlässigung von Streuflüssen

se geringer wird. Die Streuflüsse verrunden den Effekt. Trotzdem ist der Effekt auch bei Beachtung der Streuflüsse noch deutlich zu sehen.

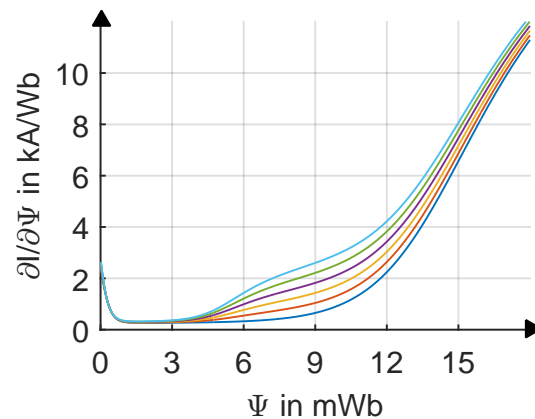
Diese symbolische Beschreibung veranschaulicht den Effekt gut. Allerdings werden dabei inhomogene Feldverläufe nicht berücksichtigt. Gerade im Bereich des Übergangs von der großen auf die kleine Eisenquerschnittsfläche spielen diese allerdings eine nicht zu vernachlässigende Rolle. Daher wird der Effekt im Folgenden zusätzlich experimentell untersucht.

8.4.1.2 Experimentelle Verifikation

Mit Hilfe des in Abschnitt 3.8.2 vorgestellten Topfadapters ist es möglich, dieses Gedankenexperiment als reales Experiment zu wiederholen. Die mit dem Topfadapter durchgeführten

a) Simulierte $I(\Psi)$ -Kennlinie

b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

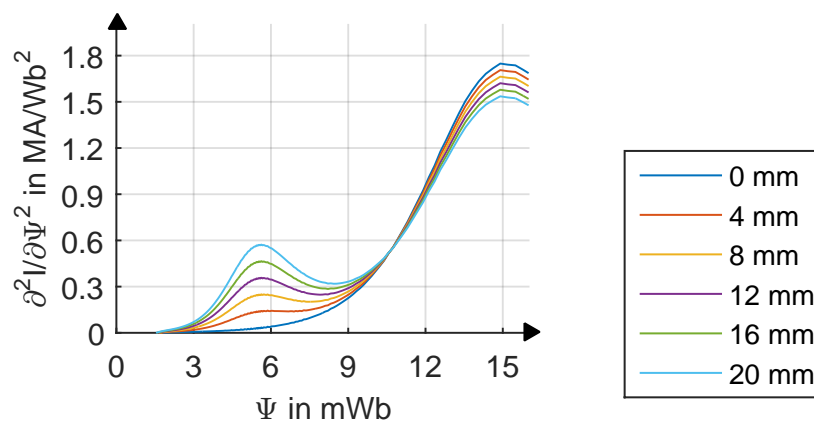


Abbildung 8.10: Mittels Netzwerkmodell nach Abbildung 8.8 b) simulierte $I(\Psi)$ -Kennlinie und deren erste und zweite Ableitungen einer Ringkernprobe in Abhängigkeit von der Länge der Verengung unter Einbeziehung eines Streuflusses

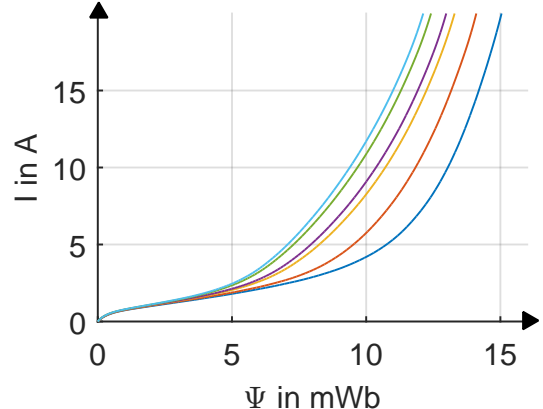
Messungen an der Ringkernprobe (mit Verengung), Abbildung 8.11, weisen qualitativ den gleichen Verlauf auf wie die Simulation mit Streufluss. Die zweite Ableitung des gemessenen Kennfeldes weist ein deutliches Rauschen auf, welches dem Messrauschen geschuldet ist. Der generelle Verlauf ist trotzdem deutlich zu erkennen.

Damit ist die These bestätigt und es konnte gezeigt werden, dass ein Flusspfad mit unterschiedlichen wirksamen Querschnittsflächen aus ferromagnetischem Material mit sigmoidalem Verlauf der $B(H)$ -Kennlinie dafür sorgt, dass die gemessene $\Psi(I)$ -Kennlinie nicht sigmoidal ist.

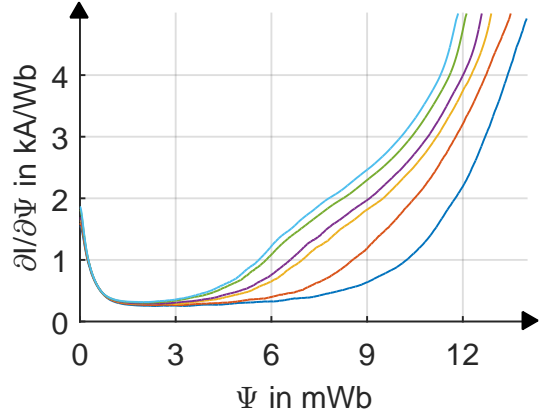
Tabelle 8.2: Technische Daten der Ringkernprobe

Primärwindungszahl	91
Sekundärwindungszahl	100
Probe:	
Innendurchmesser	39,6 mm
Außendurchmesser	56,1 mm
Höhe	10,0 mm

a) Gemessene $I(\Psi)$ -Kennlinie



b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

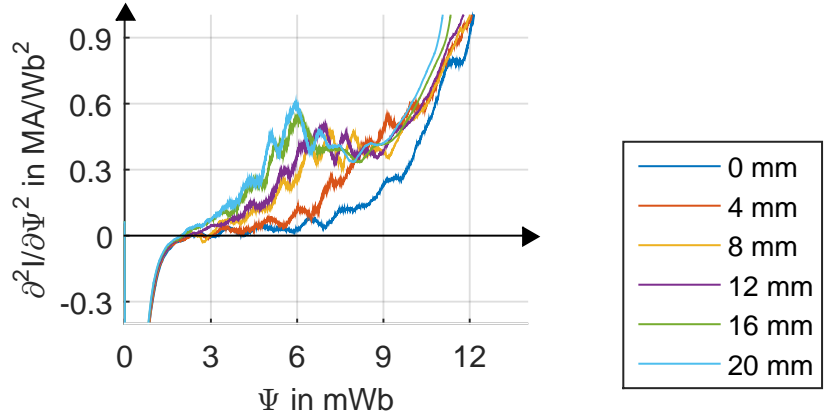


Abbildung 8.11: Gemessene $I(\Psi)$ -Kennlinie und deren erste und zweite Ableitungen einer Ringkernprobe mit Verengung in Abhängigkeit von der Länge der Verengung

8.4.2 Einfluss der Kombination unterschiedlicher Ferromagnetika in einem Magnetkreis

Ebenso entstehen Verzerrungen und Änderungen im Krümmungsverlauf der $\Psi(I)$ -Kennlinie, wenn der Magnetkreis aus unterschiedlichen Materialien besteht, die unterschiedliche $B(H)$ -Kennlinien haben. Radler [Rad11], Kallenbach [KEQ⁺08] und Spur [SBO89] weisen darauf hin, dass auch die Bearbeitung Einfluss auf die magnetischen Eigenschaften des Materials haben. Demzufolge kann es passieren, dass ein Magnetkreis, der nur aus einem Material besteht, in verschiedenen Bereichen unterschiedliche magnetische Eigenschaften hat.

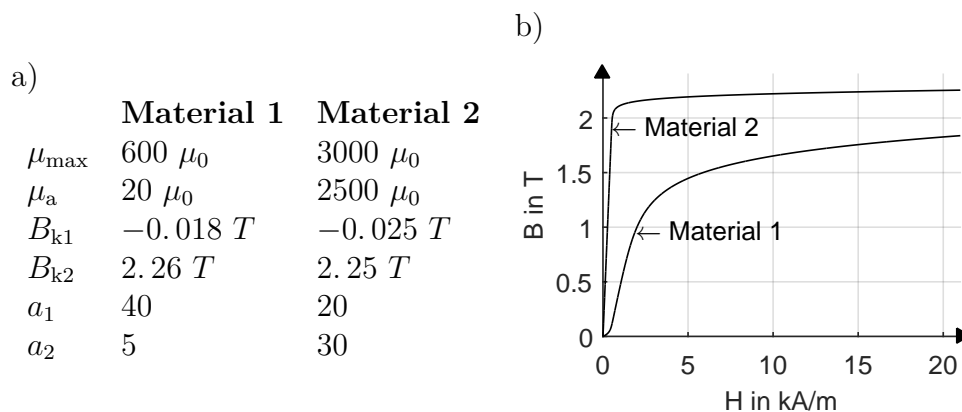


Abbildung 8.12: Materialien zur symbolischen Untersuchung des Einflusses der Kombination unterschiedlicher Ferromagnetika in einem Magnetkreis,
a) Materialparameter nach Gleichung (8.13),
b) Grafische Darstellung

Prinzipiell gibt es zwei Möglichkeiten, wie unterschiedliche Materialien im Magnetkreis vorkommen können. Wird ein Magnetkreis aus mehreren Teilen zusammengesetzt, zum Beispiel Joch und Anker, so sind die unterschiedlichen Materialien magnetisch in Reihe geschaltet. In anderen Konstellationen sind unterschiedliche Materialien magnetisch parallel geschaltet. Dies kann beispielsweise fertigungstechnisch bedingt sein, wenn der Magnetkreis, zum Beispiel das Joch, durch Ineinanderstecken von mehreren Magnetkreiskomponenten hergestellt wird. So kann der innere Teil des Jochs die eigentliche Aufgabe des Flussführens übernehmen, indem dieser aus einem Material besteht, welches auf gute magnetische Eigenschaften und geringen elektrischen Leitwert optimiert, bzw. geblecht ausgeführt ist. Der äußere Teil kann als Gehäuse aus einem ebenfalls ferromagnetischen Material bestehen, das allerdings primär mechanische Aufgaben erfüllt, aber die Flussführung unterstützt.

Die Kombination von unterschiedlichen $B(H)$ -Kennlinien kann nach Takacs [TM08] in einem Material auftreten, wenn das Material aus mehreren Phasen besteht. Die unterschiedlichen Phasen interagieren magnetisch nicht, sondern werden nach dem Maxwell'schen Superpositionsprinzip überlagert. Die Magnetisierungskurve jeder Phase kann nach Takacs [TKV12] und [Més08b] unabhängig voneinander als sigmoidal angenommen werden.

Um die Auswirkung von Materialien mit unterschiedlicher $B(H)$ -Kennlinie auf die $\Psi(I)$ -Kennlinie analytisch zu untersuchen, werden zwei Materialien angenommen (siehe Abbildung 8.12). Material 1 ist bereits aus Abschnitt 8.4.1 bekannt. Als Material 2 wird ein Material mit deutlich größerer Permeabilität angenommen.

8.4.2.1 Parallelschaltung

Analog zu den Betrachtungen im vorangegangenen Abschnitt wird als Beispielmagnetkreis eine Variation der Ringkernprobe untersucht. Dazu werden zwei Ringe aus unterschiedlichem ferromagnetischem Material und gleichen geometrischen Abmessungen, nach Tabelle 8.2, aufeinander gestapelt und von einer gemeinsamen Primär- und Sekundärspule umwickelt, Abbildung 8.6 b). Im Modell mit konzentrierten Parametern ergibt sich die Anordnung nach Abbildung 8.13.

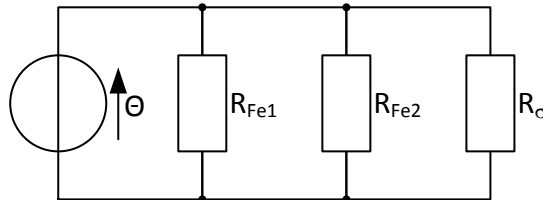


Abbildung 8.13: Netzwerkmodell zur Untersuchung des Einflusses der Parallelschaltung zweier Materialien

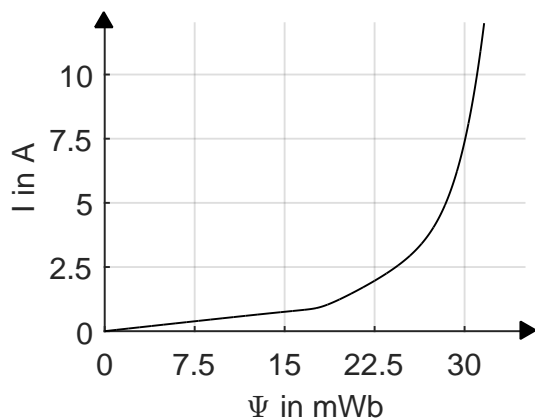
Erwartungsgemäß zeigt Abbildung 8.14 eine $\Psi(I)$ -Kennlinie mit etwa doppelt so großem Fluss wie Abbildung 8.10 einer einzelnen Probe im ungeschlitzten Fall. Ein ausgeprägter Krümmungswechsel im Bereich von 17 mWb ist deutlich zu sehen. Der qualitative Verlauf der $\Psi(I)$ -Kennlinie sowie der ersten und zweiten Ableitung der $I(\Psi)$ -Kennlinie ist gleich der Probe mit unterschiedlichen wirksamen Querschnitten im Magnetkreis.

Ein sehr extremes Beispiel für diesen Knick zeigt Mészáros [Més08a] in einer Messung an Transformatorblechen. Dabei misst er die Parallelschaltung von kalt gewalztem Stahl mit mittlerem Kohlenstoffgehalt (AISI 1074) parallel zu Stahl mit sehr hohem Kohlenstoffgehalt

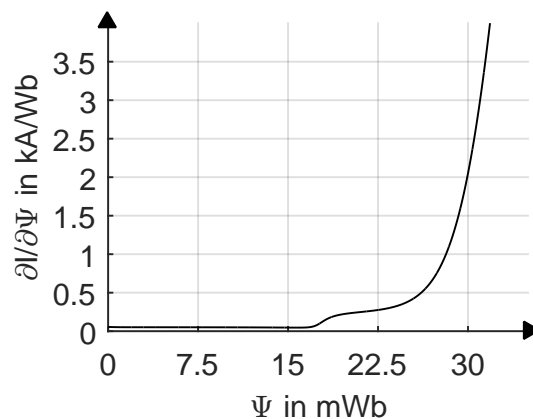
(AISI1080). Der zusätzliche Krümmungswechsel ist in der $B(H)$ -Kennlinie sehr deutlich zu sehen.

Somit ist es nicht möglich anhand einer $\Psi(I)$ -Kennlinie mit mehreren Krümmungswechseln zu sagen, ob diese auf unterschiedliche wirksame Eisenquerschnitte oder auf den Einsatz von ferromagnetischen Materialien mit unterschiedlichen $B(H)$ -Kennlinien zurückzuführen ist.

a) Berechnete $I(\Psi)$ -Kennlinie



b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

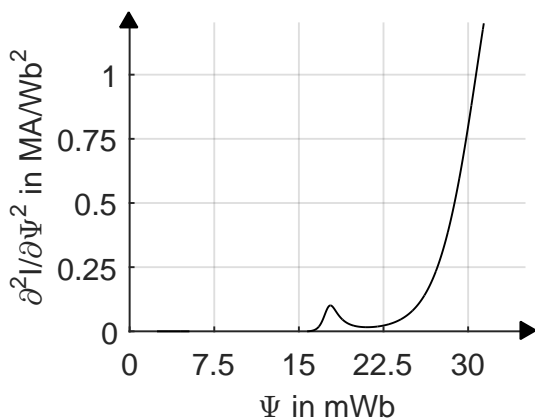
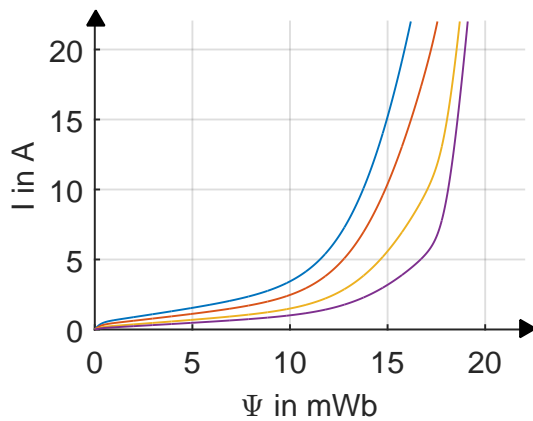


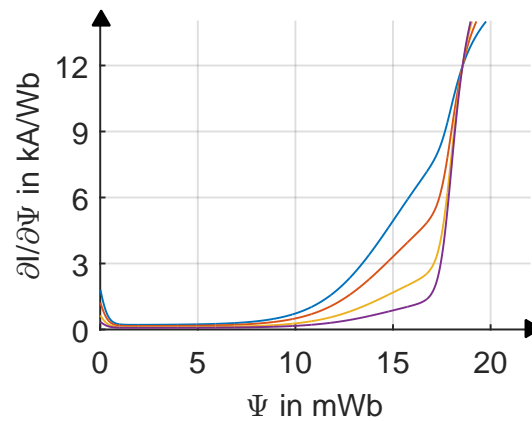
Abbildung 8.14: Analytisch berechnete $I(\Psi)$ -Kennlinie eines Magnetkreises mit zwei parallel geschalteten Materialien mit unterschiedlicher $B(H)$ -Kennlinie nach dem Modell in Abbildung 8.13

8.4.2.2 Reihenschaltung

Um die Auswirkung der Reihenschaltung von unterschiedlichen Materialien auf die $\Psi(I)$ -Kennlinie zu untersuchen, wird angenommen, dass die Ringkernprobe nach Abschnitt 8.4.1 aus zwei Teilringen unterschiedlicher Länge zusammengesetzt wird, Abbildung 8.6 c). In diesem Fall kann das Ersatznetzwerk Abbildung 8.8 erneut verwendet werden. Beide Eisenwiderstände, $R_{\text{Fe},1}$ und $R_{\text{Fe},2}$ weisen die gleiche Querschnittsfläche auf, unterscheiden sich allerdings im verwendeten Material, was sich in der $\mu(B)$ -Kennlinie ausdrückt. Im Folgenden wird nur Netzwerk b) mit Streuflüssen weiter untersucht.

a) Berechnete $I(\Psi)$ -Kennlinie

b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

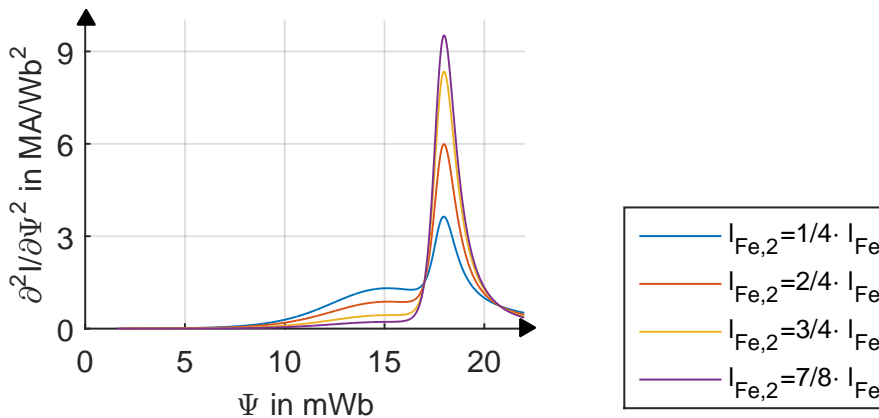


Abbildung 8.15: Analytisch berechnete $I(\Psi)$ -Kennlinie eines ferromagnetischen Rings, der aus zwei Teilringen aus Materialien mit unterschiedlicher $B(H)$ -Kennlinie nach Modell Abbildung 8.8 b) zusammengesetzt wurde.

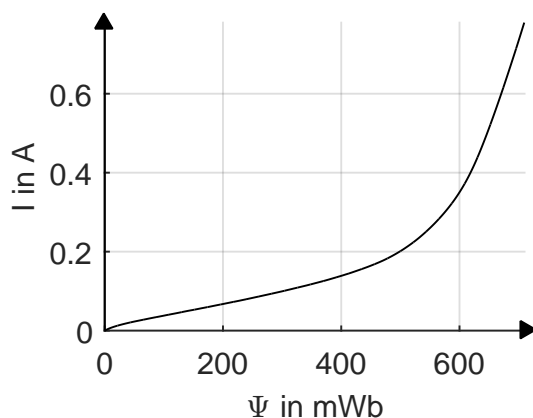
In Abbildung 8.15 wurde das Verhältnis von Material 1 zu Material 2 variiert. Es ist zu sehen, dass die $\Psi(I)$ -Kennlinie und die ersten und zweiten Ableitungen der $I(\Psi)$ -Kennlinie qualitativ den gleichen Verlauf der vorangegangenen Untersuchungen aufweisen.

8.4.3 Beispielmessungen an verschiedenen Elektromagneten

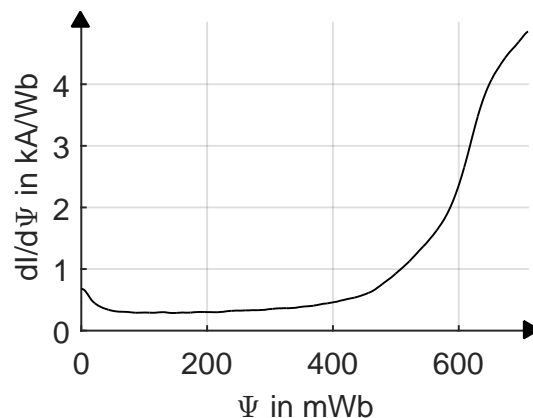
Abweichungen vom sigmoidalen Verlauf der $\Psi(I)$ -Kennlinie treten auch bei kommerziellen Aktoren auf. Als Beispiel wurden Elektromagnete aus unterschiedlichen Einsatzbereichen und mit verschiedenen Magnetkreistopologien untersucht. Das KFZ-Relais (Schließer) 4RA 007 793-10 der Firma Hella KG Hueck und Co ist ein Klappanker-U-Magnet. Der Proportionalmagnet PR45 der Firma Kern Technik GmbH & Co. KG (ebenfalls als Beispiel in [Rad11] aufgeführt) ist ein Tauchanker-Topfmagnet.

Beide untersuchten Magnete weisen weitere Krümmungswechsel auf, wie die Abbildungen 8.16 und 8.17 zeigen.

a) Gemessene $I(\Psi)$ -Kennlinie



b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

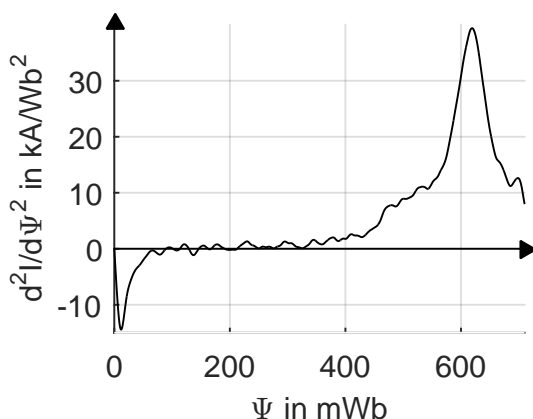
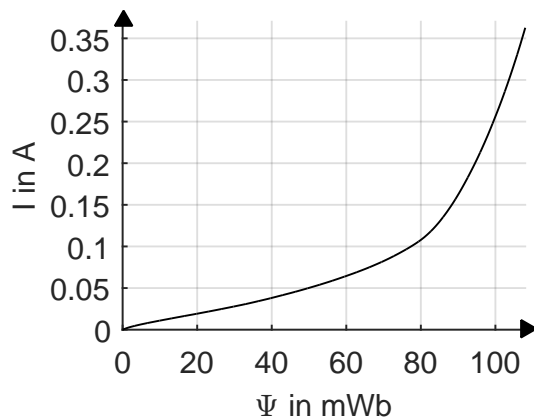
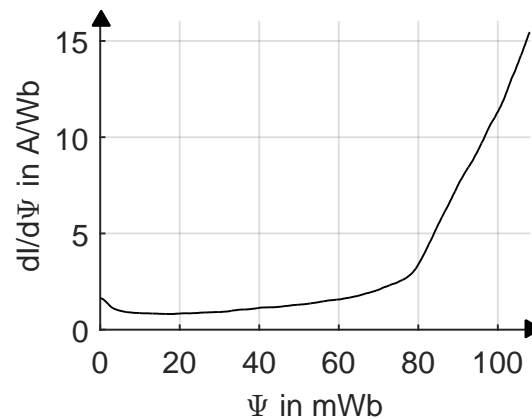


Abbildung 8.16: Gemessene $I(\Psi)$ -Kennlinie eines Proportionalmagneten PR45 der Firma Kern Technik GmbH & Co. KG ohne Antiklebscheibe bei minimalem Luftspalt

a) Gemessene $I(\Psi)$ -Kennlinie

b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

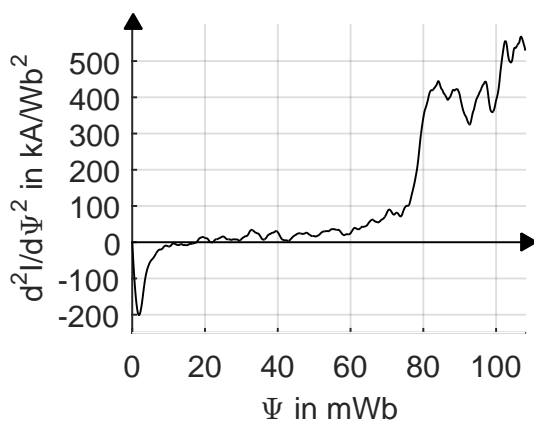


Abbildung 8.17: Gemessene $I(\Psi)$ -Kennlinie eines KFZ Relais der Firma Hella KG Hueck & Co. bei minimalem Luftspalt

Bei einem vergleichbaren Proportionalmagneten der Kendrion GmbH, dem NG4 ist dieser Knick nicht zu erkennen. Grund hierfür ist eine relativ dicke Antiklebscheibe, die eine Messung bei sehr kleinem Luftspalt verhindert. Bei dem minimal erreichbaren Luftspalt ist die $\Psi(I)$ -Kennlinie so stark geschert, dass der Magnet nicht weit genug in die Sättigung getrieben werden kann, sodass weitere Krümmungswechsel nicht nachweisbar sind.

8.4.3.1 Schlussfolgerung

Es wurde die These bestätigt, dass die $\Psi(I)$ -Kennlinie eines Elektromagneten, dessen ferromagnetische Materialien alle einen sigmoidalen Verlauf haben, meist nicht sigmoidal ist. Sie weist mehrere Krümmungswechsel auf. Diese können sowohl auf unterschiedliche wirksame Eisenquerschnitte als auch auf die Verwendung von unterschiedlichen ferromagnetischen

Materialien in magnetischer Reihen- oder Parallelschaltung zurückzuführen sein. Welcher dieser Effekte für welchen Krümmungswechsel der $\Psi(I)$ -Kennlinie verantwortlich ist, lässt sich nicht trennen, da sich der Einfluss von allen Effekten in der Kennlinie qualitativ gleich äußert.

Nur in Spezialfällen eines Elektromagneten, der nur aus einem ferromagnetischen Material besteht und bei dem die Querschnittsbedingung über den gesamten Magnetkreis eingehalten wird, ist auch die $\Psi(I)$ -Kennlinie sigmoidal.

8.5 B(H)-Kennlinie unter Berücksichtigung der magnetischen Hysterese

Nach Tebble und Craik [TC69] können die $B(H)$ -Kennlinien sehr unterschiedliche Formen aufweisen. Bekannte Formen sind in Abbildung 8.18 dargestellt.

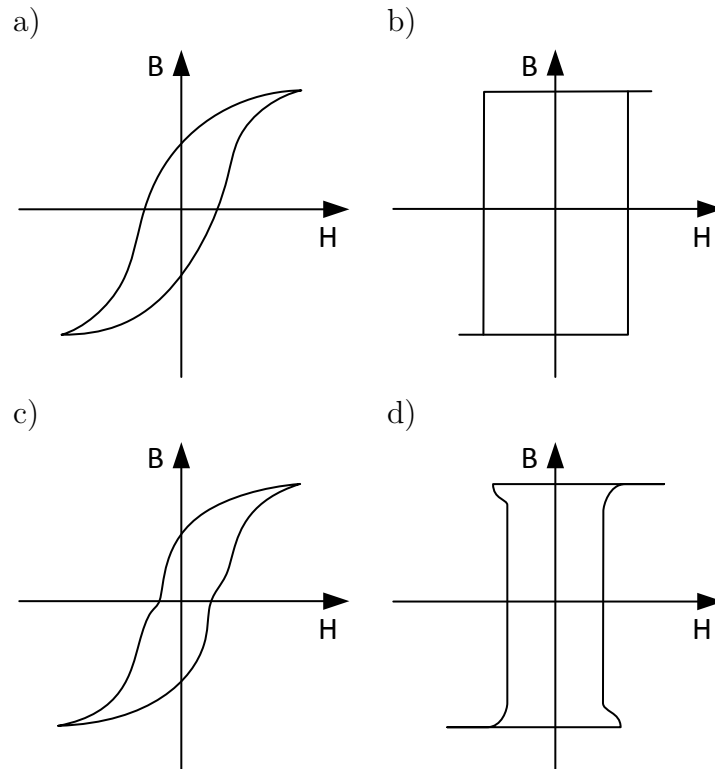


Abbildung 8.18: B(H)-Kurven nach Tebble und Craik [TC69] a) Sigmoid b) Rechteckig c) Verengend oder Tailliert d) Einspringend

Die Funktion zur Beschreibung der Äste der Hystereseurve ist nicht bilateral. Dafür dürfen sich die beiden Kurven nicht kreuzen [HR12].

$$B^+(H) - B^-(H) > 0, \quad \forall H \quad (8.16)$$

Es gibt in der Literatur deutlich weniger Vorschläge zu geeigneten Funktionen zur Beschreibung von Ästen der Hystereseurve als zur Beschreibung der Neukurve. Keyhani [KM88] verwendet die logistische Funktion

$$y(x) = \frac{e^{a+b \cdot x}}{1 + e^{a+b \cdot x}} \quad (8.17)$$

zur Beschreibung von äußeren Hysteresekurven in Transformatoren. Das hyperbolische $T(x)$ -Modell nach Takacs [Tak01] beschreibt Hysteresekurven als sigmoidale Funktion. In der Biologie wird die Gompertz-Funktion

$$y(x) = a \cdot e^{b \cdot e^{c \cdot x}} \quad (8.18)$$

verwendet [LMNW05].

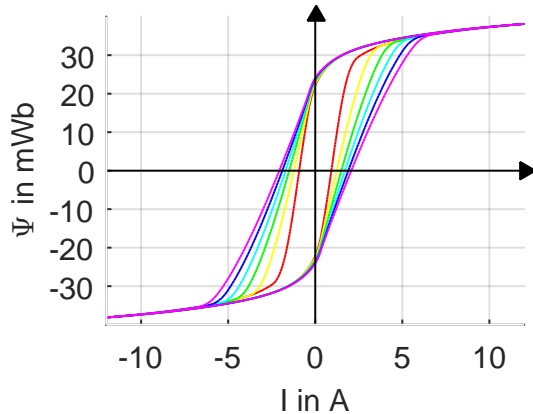
8.6 Dynamische $\Psi(I)$ -Kennlinie unter Berücksichtigung des Einflusses der Wirbelströme auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie

In Abschnitt 6.2 wurde gezeigt, dass der zeitliche Verlauf der Erregung Einfluss auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie hat. So können Wirbelströme ebenfalls für zusätzliche Krümmungswechsel in der $\Psi(I)$ -Kennlinie verantwortlich sein. In stromgeregelten Anwendungen ändert sich der magnetische Fluss in Abhängigkeit vom Strom und der magnetischen Nichtlinearität. Die Wirbelströme sind abhängig von der zeitlichen Ableitung des Flusses. Demzufolge nehmen die Wirbelströme beim Überschreiten des Sättigungsknicks auch bei konstanter Stromänderung schlagartig ab. Damit wechselt eine von Wirbelströmen stark beeinflusste Kennlinie schlagartig auf eine von Wirbelströmen gering beeinflusste Kennlinie. Veranschaulicht werden kann dies an der Betrachtung einer Ringkernprobe.

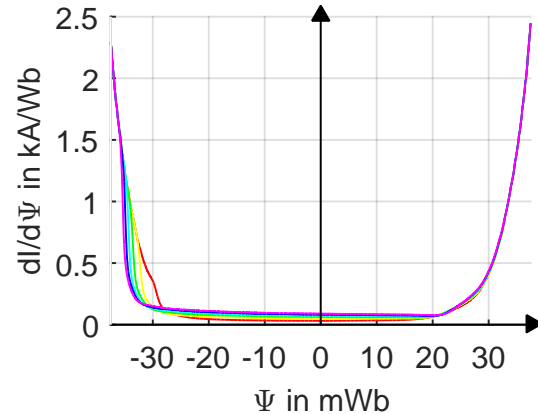
8.6.1 Messtechnischer Nachweis des Einflusses der Wirbelströme auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie

Dazu wurde eine Ringkernprobe mittels eines sinusförmigen Stroms magnetisiert und die Ummagnetisierungskurve gemessen. Die Ergebnisse zeigt Abbildung 8.19. Der Übersichtlichkeit halber wird, wie bei den Betrachtungen in Kapitel 7.3 zur Induktivität, auch hier nur ein Ast der Ummagnetisierungskurve betrachtet. Die Form des anderen Asts verhält sich aufgrund der Symmetriebedingungen analog, an der Ordinate gespiegelt. Die Ummagnetisierungskurve nach Abbildung 8.19 a) enthält damit sowohl die Aufweitung der Kurve aufgrund von magnetischer Hysterese als auch aufgrund von Wirbelströmen. In der ersten und zweiten Ableitung der Funktion (Abbildung 8.19 b) und c)) ist zu sehen, dass der Verlauf des Anstiegs und der Krümmung unabhängig von der Ummagnetisierungsfrequenz

a) Gemessene Ummagnetisierungskurve



b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

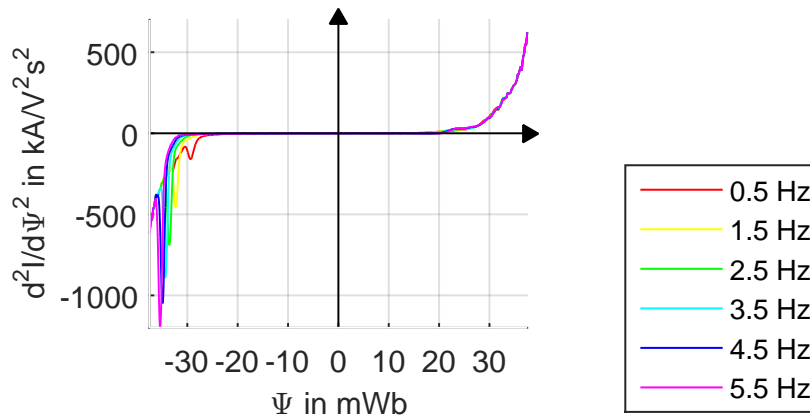


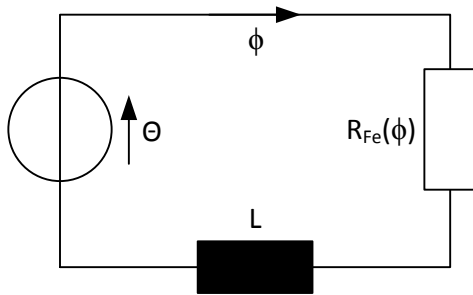
Abbildung 8.19: Gemessene Ummagnetisierungskurve einer Ringkernprobe bei unterschiedlichen Ummagnetisierungsfrequenzen sowie die erste und zweite Ableitung des oberen Hysteresasts

ähnlich ist. Die Funktion mit geringster Ummagnetisierungsgeschwindigkeit weist für Fluss $\Psi = 0$ den geringsten Anstieg der $I(\Psi)$ -Kennlinie auf. Der wesentliche Unterschied zwischen den Kennlinien zeigt sich im Bereich des Übergangs in die Sättigung ($\Psi \approx -30$ mWb). Hier ist ein zusätzliches Minimum in der zweiten Ableitung zu sehen. Dieses äußert sich als Knick in der ersten Ableitung. In den Messkurven ist deutlich zu sehen, wie sich die Ummagnetisierungskurve mit abnehmender Ummagnetisierungsfrequenz dem sigmoidalen Verlauf zunehmend nähert und der zusätzliche Wirbelstromknick verschwindet. Zur Bestimmung der Hysteresekurve müsste die Ummagnetisierung unendlich langsam erfolgen. Eine solche Messung ist bei Flussmessung mittels Integration der Sekundärspannung nicht möglich.

8.6.2 Modellbasierte Abbildung des Einflusses der Wirbelströme

Es ist möglich, das Felddbild innerhalb der Ringkernprobe mit Hilfe der Maxwell'schen Gleichungen symbolisch zu berechnen. Allerdings ist es zur Lösung der entstehenden Differentialgleichung notwendig, dass die relative Permeabilität nicht von der Feldstärke abhängt. Demzufolge müssen magnetische Nichtlinearität und Hysterese vernachlässigt werden. Allerdings beeinflusst die magnetische Nichtlinearität die zeitliche und örtliche Ausbildung von Wirbelströmen erheblich. Somit haben die magnetische Nichtlinearität und magnetische Hysterese signifikanten Einfluss auf die Beeinflussung der $\Psi(I)$ -Kennlinie durch Wirbelströme. Daher kann der Einfluss der Wirbelströme nicht analytisch auf Basis der Maxwell'schen Gleichungen beschrieben werden.

a)



b)

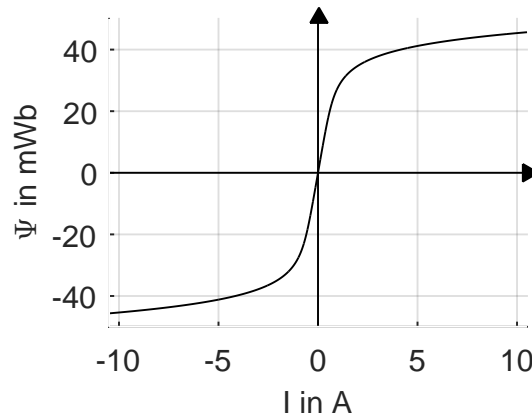


Abbildung 8.20: a) Netzwerkmodell zur Veranschaulichung der Entstehung weiterer Krümmungswechsel der $\Psi(I)$ -Kennlinie durch Wirbelströme
b) Verwendete magnetische Nichtlinearität nach Gleichung (8.22)

Mit Hilfe eines einfachen magnetischen Netzwerks aus konzentrierten Parametern nach Abbildung 8.20 a) ist es möglich, die Entstehung des Krümmungswechsels durch Wirbelströme zu veranschaulichen. Dazu werden eine magnetische Spannungsquelle, eine magnetische Induktivität und ein nichtlinearer magnetischer Widerstand verwendet. Magnetische Hysterese wird in dem Modell ebenso vernachlässigt wie die inhomogene Feldverteilung in der Probe aufgrund der Wirbelströme. Die magnetische Nichtlinearität des Eisenmaterials wird in Anlehnung an Gleichung (8.13) durch

$$\frac{\partial H}{\partial B} = \frac{\partial H_1}{\partial B} + \frac{\partial H_2}{\partial B} + \frac{1}{\mu_{\max}} \quad (8.19)$$

$$\frac{\partial H_1}{\partial B} = \left(\frac{1}{\mu_0} - \frac{1}{\mu_{\max}} \right) \frac{1}{1 + e^{a(B_k + B)}} \quad (8.20)$$

$$\frac{\partial H_2}{\partial B} = \left(\frac{1}{\mu_0} - \frac{1}{\mu_{\max}} \right) \frac{1}{1 + e^{a(B_k - B)}} \quad (8.21)$$

$$H(B) = \frac{B}{\mu_{\max}} + \left(\frac{1}{\mu_0} - \frac{1}{\mu_{\max}} \right) \left(2B + \frac{\ln(e^{a(B_k - B)} + 1) - \ln(e^{a(B_k + B)} + 1)}{a} \right) \quad (8.22)$$

approximiert (siehe Abbildung 8.20 b)). Diese hat im Vergleich zu Gleichung (8.13) den Vorteil, dass sie punktsymmetrisch zum Koordinatenursprung ist und somit auch für negative Flüsse Gültigkeit besitzt. Im Gegenzug wurde der Krümmungswechsel nahe des Koordinatenursprungs vernachlässigt, wie dies auch bei Hysteresekurven der Fall ist.

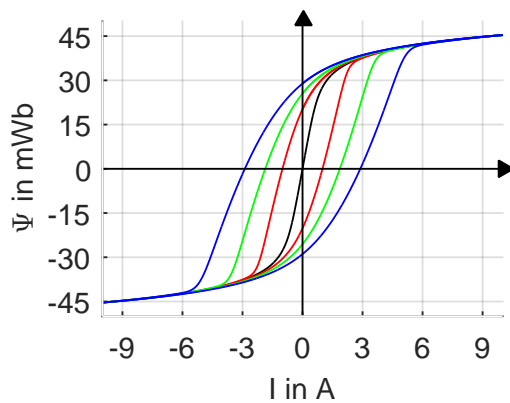
$$\dot{\Phi} = \frac{\Theta}{L} - \frac{R(\Phi) \Phi}{L} \quad (8.23)$$

Unter der Annahme von Stromeinprägung kann die nichtlineare Differentialgleichung (8.23) numerisch gelöst werden. In der Darstellung der Lösung in Abbildung 8.21 ist der Knick durch die Wirbelströme ebenso deutlich zu sehen wie in der Messung.

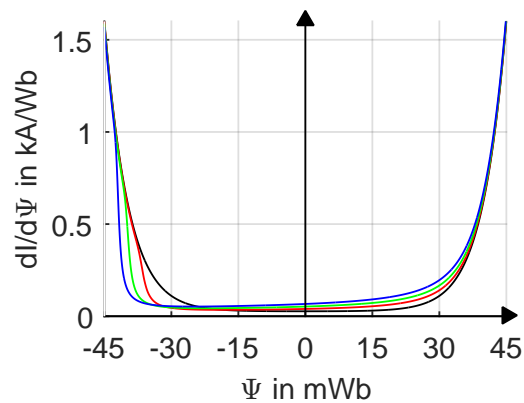
Bei Flussvorgabe ist die Lösung der Differentialgleichung trivial. Für einen sinusförmigen Flussverlauf ergibt sich die $\Psi(I)$ -Kennlinie in Abbildung 8.22. In diesem Fall ist der Krümmungswechsel aufgrund der Wirbelströme unabhängig von der Ummagnetisierungsfrequenz immer bei gleichem Fluss.

Die Grenzen dieses einfachen Modells zeigen sich bei Flusseinprägung mit dreieckförmigem Flussverlauf in Abbildung 8.23. In diesem Fall wirkt die Wirbelstrominduktivität wie eine konstante magnetische Spannungsquelle, die den notwendigen Spulenstrom mit einem Offset versieht. Dieser ist bei steigendem Fluss positiv und bei fallendem Fluss negativ. Somit entsteht eine Ummagnetisierungskurve, die durch Verschiebung der Neukurve entlang der Stromachse entsteht. Im Maximum und Minimum des Flusses springt der Strom.

a) Simulierte Ummagnetisierungskurven



b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

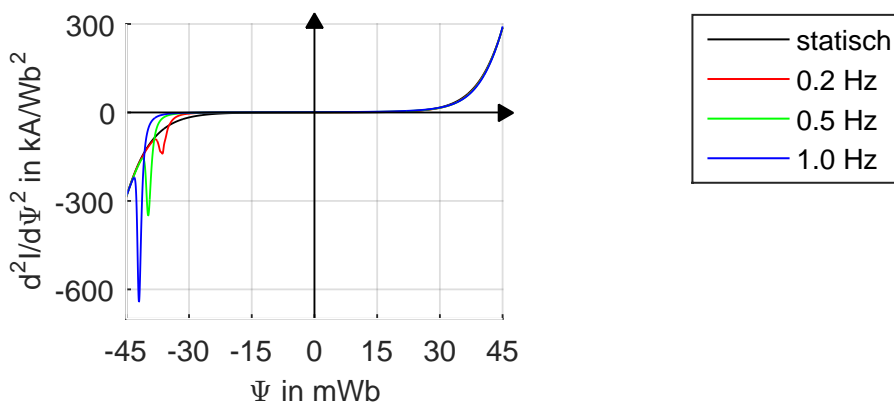
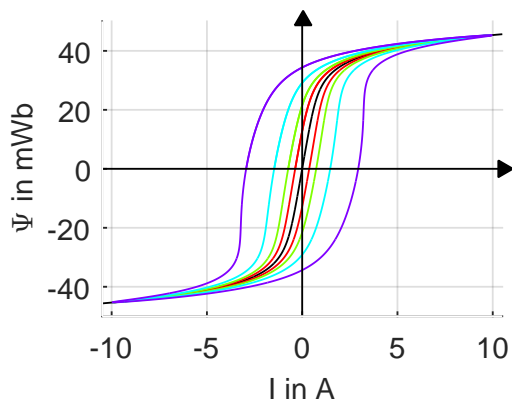
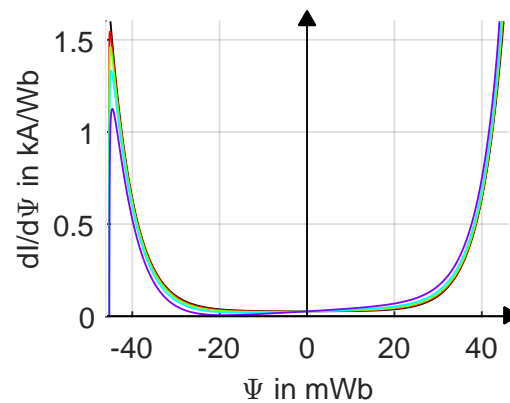


Abbildung 8.21: Simulierte Ummagnetisierungskurven einer Ringkernprobe anhand des Netzwerkmodells nach Abbildung 8.20 bei sinusförmiger Stromeinprägung

a) Simulierte Ummagnetisierungskurven



b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

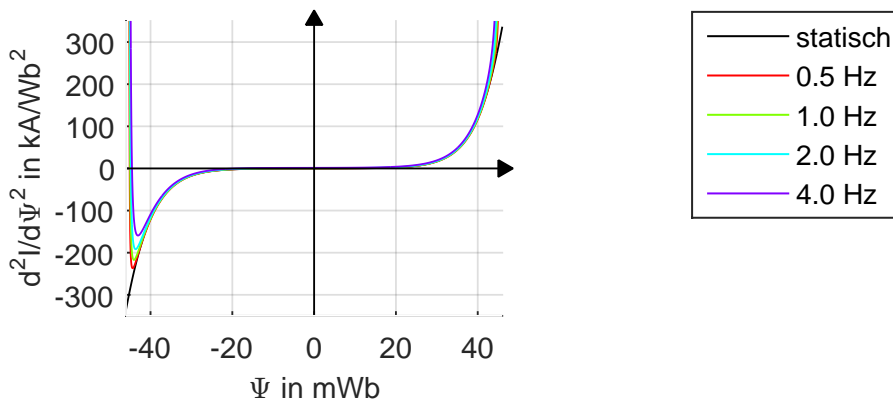
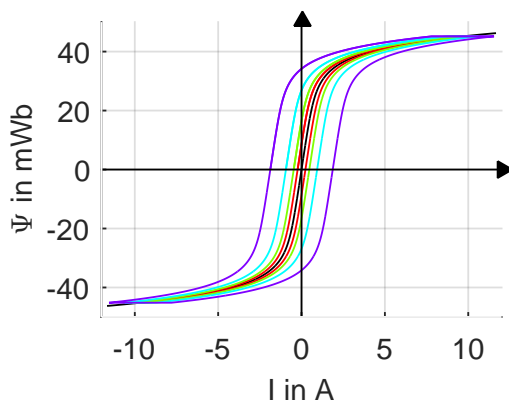
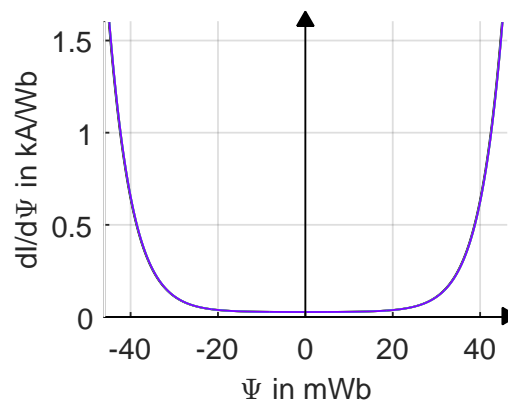


Abbildung 8.22: Simulierte Ummagnetisierungskurven einer Ringkernprobe anhand des Netzwerkmodells nach Abbildung 8.20 bei sinusförmiger Flusseinprägung

a) Simulierte Ummagnetisierungskurven



b) Erste Ableitung



c) Zweite Ableitung

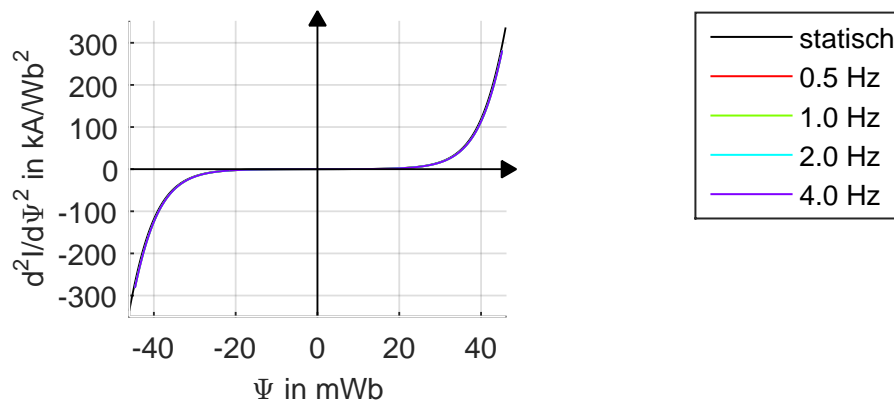


Abbildung 8.23: Simulierte Ummagnetisierungskurven einer Ringkernprobe anhand des Netzwerkmodells nach Abbildung 8.20 bei dreieckförmiger Flusseinprägung

8.7 Extrapolation von Abschnitten der $\Psi(I)$ -Kennlinie eines schaltenden Aktors

In der Analyse der Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie im vorangegangenen Abschnitt wurde gezeigt, dass die Kennlinie keineswegs glatt von der einen Sättigung in die andere verläuft. Es gibt vielfältige Faktoren, die zusätzliche Krümmungswechsel verursachen. Trotz dieser aufgezeigten Schwierigkeiten sollen im Folgenden verschiedene Ansätze zur Rekonstruktion und Ankerhubbestimmung vorgestellt werden. Dadurch, dass sich Position und Stärke der zusätzlichen Krümmungswechsel zwischen unterschiedlichen Aktoren stark unterscheidet, ist der störende Einfluss abhängig vom Aktor und Extrapolationsverfahren. Bei der praktischen Anwendung müssen diese Verfahren daher im Einzelnen auf ihre Anwendbarkeit bei dem speziellen Aktor überprüft werden.

8.7.1 Symbolische Extrapolation

Ein Ansatz besteht darin, die Parameter des Jiles-Atherton-Modells durch eine Optimierung zu bestimmen, bei der nur die bekannten Parameter der $\Psi(I)$ -Kennlinie als Eingangsgrößen verwendet werden. Aus der $\Psi(I)$ -Kennlinie eines schaltenden Gleichstrommagneten können verschiedene Werte bestimmt werden. Diese sind der verkettete magnetische Fluss bei maximalem Strom $\Psi(I_{\max})$ sowie die erste und zweite Ableitung dieser Funktion des oberen und unteren Hystereseseastes.

Tabelle 8.3: Parameter zur Kurvenrekonstruktion anhand der gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie

$\Psi(I_{\max})$	Fluss bei Maximalstrom
$\left. \frac{d\Psi(I)}{dI} \right _{I_{\max}}$	Erste Ableitung des Flusses bei Maximalstrom und negativer Ableitung des Stroms
$\left. \frac{d^2\Psi(I)}{dI^2} \right _{I_{\max}}$	Zweite Ableitung des Flusses bei Maximalstrom und negativer Ableitung des Stroms
$\left. \frac{d\Psi(-I)}{dI} \right _{I_{\max}}$	Erste Ableitung des Flusses bei Maximalstrom und positiver Ableitung des Stroms
$\left. \frac{d^2\Psi(-I)}{dI^2} \right _{I_{\max}}$	Zweite Ableitung des Flusses bei Maximalstrom und positiver Ableitung des Stroms
$I(\Psi = 0)$	Strom bei Fluss gleich Null

Durch Ableitung von Gleichung (5.19) ergibt sich

$$\frac{\partial^2 I_1(\Psi_{\text{Spule}})}{\partial \Psi_{\text{Spule}}^2} = \frac{\partial^2 I_2(\Psi_{\text{Spule}})}{\partial \Psi_{\text{Spule}}^2}. \quad (8.24)$$

Demnach gibt es fünf Parameter, die an einer gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie bestimmt werden können um den Anstieg bei Ψ gleich Null zu rekonstruieren. Dies legt einen analytischen Ansatz zur Kurvenrekonstruktion nahe.

Hierfür kann eine analytische Funktion verwendet werden, die den Verlauf einer $\Psi(I)$ -Kennlinie mit fünf Parametern beschreibt. In diesem Fall ist es möglich, diese Parameter anhand der ermittelten fünf Parameter nach Tabelle 8.3 zu bestimmen und somit explizit den benötigten Anstieg im Nulldurchgang zu erhalten. Um Energiebetrachtungen, wie sie im vorangegangenen Kapitel vorgestellt werden, sinnvoll durchführen zu können, ist es wünschenswert, dass die Funktion invertierbar ist.

Bei gemessenen Kennlinien mit rauschenden Messwerten ist es schwierig, die zweite Ableitung in einem Punkt zu bestimmen. Um den Anstieg und die Krümmung einer Kurve zu ermitteln ist es möglich, den Bereich mit einer bekannten analytischen Funktion zu approximieren und anhand dieser den Anstieg und die Krümmung im gewünschten Punkt zu bestimmen. Dieses Verfahren hat zwei wesentliche Nachteile. Zum einen sind die bestimmten Ableitungen abhängig von der verwendeten Approximationsfunktion und damit fehlerbehaftet, zum anderen ist dieses Verfahren am genauesten, wenn die Ableitung der Mitte des approximierten Bereichs verwendet wird. Für die Anwendung in der Ankerhubbestimmung werden allerdings die Ableitungen möglichst am Rand des zur Verfügung stehenden Approximationsbereichs benötigt. Hier ist der zu erwartende Fehler wesentlich größer.

Eine andere Möglichkeit stellt die Verwendung von Filtern da. Mit diesen kann das Messrauschen soweit bedämpft werden, dass eine numerische Berechnung des Differentialquotienten möglich wird. Die Herausforderung hierbei ist, einen geeigneten Filter auszuwählen und so zu parametrisieren, dass einerseits das Messrauschen keinen Einfluss auf die zu bestimmenden Ableitungen hat und dass andererseits alle relevanten Krümmungswechsel erhalten bleiben.

Bei den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Aktoren führte dieser Ansatz nicht zu einer zufriedenstellenden Approximation der fehlenden Bereiche der $\Psi(I)$ -Kennlinie, die eine Bestimmung des Ankerhubs ermöglichen würden.

8.7.2 Fitten der $B(H)$ -Kennlinie durch Hysteresemodelle

Einen ganz anderen Ansatz stellt die Verwendung von Hysteresemodellen dar. Es gibt viele verschiedene Hysteresemodelle, die auf unterschiedlichen Abstraktionsstufen (physikalische Modelle und phänomenologische Modelle) versuchen, die Nichtlinearitäten im Eisenmaterial sowie die ratenunabhängigen Nachwirkungseffekte (Hysterese) abzubilden [Ros11]. Diese haben unterschiedlich viele Parameter und unterschiedliche Modellgüten.

Das Jiles-Atherton-Modell kann mit fünf Parametern vollständig beschrieben werden. Nach Radler [Rad05], [RVS⁺06] kann durch einen systematischen Parameterfit das Jiles-Atherton-Modell so abgestimmt werden, dass die Luftspaltabhängigkeit lediglich in einem Parameter abgebildet wird.

Wenn es gelingt, das Modell mit den fünf zur Verfügung stehenden Parametern zu parametrisieren, kann auch anhand dieses Modells der Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinie bestimmt werden. Weiterhin besteht ein großer Vorteil des Jiles-Atherton-Modells in seiner Invertierbarkeit [Ros11].

Zur Parametrisierung des Jiles-Atherton-Modells gibt es in der Literatur verallgemeinert zwei Ansätze. Ein Ansatz besteht in der Parametrisierung des Modells anhand von wenigen Punkten der gemessenen Hysteresekurve [JT89], [JTD92]. Hierfür werden die Punkte der Koerzitivfeldstärke, Remanenzmagnetisierung und die Maxima in Feldstärke und Magnetisierung, sowie die Ableitungen in diesen Punkten und die Ableitung der anhysteretischen Kurve benötigt (Abbildung 8.24). Aus diesen Punkten werden durch unterschiedliche Optimierungsverfahren die Modellparameter ermittelt. Dabei unterscheiden sich die verwendeten iterativen Verfahren teilweise deutlich. Diese Punkte stehen im Fall der Ankerhubbestimmung nicht zur Verfügung, weshalb dieses Verfahren direkt nicht angewandt werden kann.

Der andere Ansatz besteht in der numerischen Optimierung der kompletten Ummagnetisierungskurve nach vielfältigen Optimierungsmethoden. Diese erreichen oft gute Ergebnisse bei der Approximation von gemessenen Hysteresekurven. Auch dieses Verfahren kann für die Ankerhubbestimmung nicht direkt angewandt werden, da nicht die komplette Ummagnetisierungskurve zur Verfügung steht.

Ein Ansatz besteht darin, die Parameter des Jiles-Atherton durch eine Optimierung zu bestimmen, bei der nur die bekannten Parameter der $\Psi(I)$ -Kennlinie als Eingangsgrößen

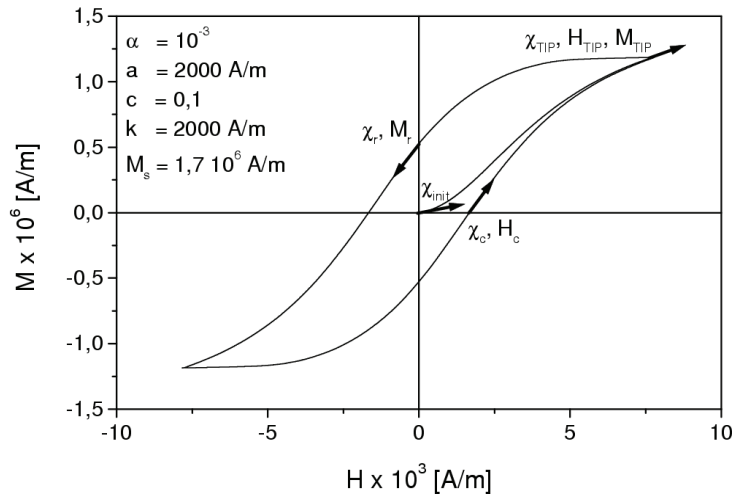


Abbildung 8.24: Jiles-Atherton Parameterbestimmung anhand weniger Punkte der Hysteresekurve [CJ08]

verwendet werden. Diese sind in Tabelle 8.3 zusammengefasst. Als Zielfunktion Zf für eine Optimierung ergibt sich demzufolge

$$\begin{aligned}
 Zf(a, \alpha, c, k, M_s) = & a_1 \cdot (\Psi(I_{\max}) - \Psi_{\text{soll}}(I_{\max}))^2 + \\
 & a_2 \cdot \left(\frac{\partial \Psi(I_{\max})}{\partial I} - \frac{\partial \Psi_{\text{soll}}(I_{\max})}{\partial I} \right)^2 + \\
 & a_3 \cdot \left(\frac{\partial^2 \Psi(I_{\max})}{\partial I^2} - \frac{\partial^2 \Psi_{\text{soll}}(I_{\max})}{\partial I^2} \right)^2 + \\
 & a_4 \cdot \left(\frac{\partial \Psi(-I_{\max})}{\partial I} - \frac{\partial \Psi_{\text{soll}}(-I_{\max})}{\partial I} \right)^2 + \\
 & a_5 \cdot \left(\frac{\partial^2 \Psi(-I_{\max})}{\partial I^2} - \frac{\partial^2 \Psi_{\text{soll}}(-I_{\max})}{\partial I^2} \right)^2.
 \end{aligned}$$

In dieser Funktion müssen die Gewichtungsfaktoren a_1 bis a_5 geeignet gewählt werden.

Dieser Ansatz funktioniert jedoch bei bisher allen durchgeführten Tests nicht. Der Anstieg im Nulldurchgang wird falsch geschätzt. Daher konnte mit der Verwendung des Jiles-Atherton-Hysteresemodells kein Weg gefunden werden, die fehlenden Bereiche der Ummagnetisierungskurve zu extrapolieren.

8.7.3 Approximation ohne Kenntnis der zweiten Ableitung

Eine Alternative zur Bestimmung der Approximationsfunktion $\text{Approx}(\Psi)$ stellt eine Optimierungsrechnung dar. In diesem Fall steht der Teil der Ummagnetisierungskurve mit

minimalem Luftspalt (vom Maximalfluss negativer Aussteuerung bis zum Beginn des Rückstellvorgangs Ψ_R sowie vom Ende des Prellens des Anzugsvorgangs $\Psi_{Anz,P}$ bis zum Maximalfluss positiver Aussteuerung) sowie dessen erste Ableitung und die erste Ableitung der Ummagnetisierungskurve bei maximalem Luftspalt (vom Ende des Prellens des Abfallvorgangs $\Psi_{Ab,P}$ bis zum Beginn des Anzugsvorgangs Ψ_A) zur Verfügung, wobei diese Kurve um einen unbekannten Offset B_2 verschoben wurde. Die Bestimmung dieses Offsets ist die eigentliche Aufgabe der Approximation.

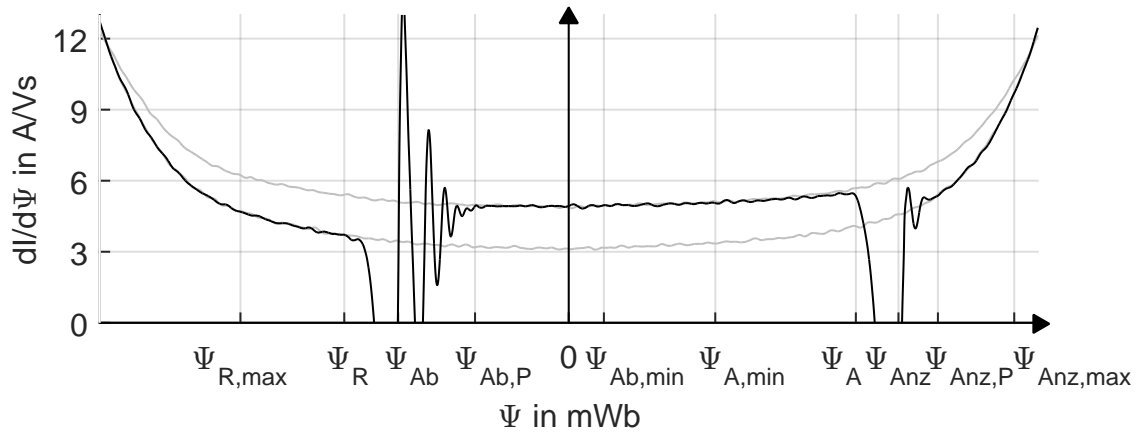


Abbildung 8.25: Ableitung der gemessenen $I(\Psi)$ -Kennlinie des schaltenden Demonstratormagneten

Dabei können die Grenzen des ausgewerteten Flussbereichs so gewählt werden, dass der gesamte Ast der $I(\Psi)$ -Kennlinie verwendet wird. In diesem Fall muss die Approximationsfunktion den gesamten Verlauf der $I(\Psi)$ -Kennlinie vom Maximalfluss bis Minimalfluss abbilden. Da es, wie im vergangenen Abschnitt gezeigt, schwierig sein kann eine solche Approximationsfunktion zu finden, ist es auch möglich eine Approximationsfunktion $Approx_1$ für den Abfallvorgang zu verwenden, die die Kennlinie nur innerhalb der Grenzen $\Psi_{R,max}$ und $\Psi_{Ab,min}$ abbildet. Eine weitere Approximationsfunktion $Approx_2$ kann dann zur Abbildung des Anzugsvorgangs innerhalb der Grenzen $\Psi_{A,min}$ und $\Psi_{Anz,max}$ verwendet werden. Für die Optimierung ergeben sich die Zielfunktionen

$$Zf_1 = \int_{\Psi_{R,max}}^{\Psi_R} \left(\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} - Approx_1(\Psi) \right)^2 d\Psi + \int_{\Psi_{Ab,P}}^{\Psi_{Ab,min}} \left(\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} - Approx_1(\Psi) + B_2 \right)^2 d\Psi \quad (8.25)$$

bzw.

$$Zf_2 = \int_{\Psi_{\text{Anz,P}}}^{\Psi_{\text{Anz,max}}} \left(\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} - \text{Approx}_2(\Psi) \right)^2 d\Psi + \int_{\Psi_{\text{A,min}}}^{\Psi_{\text{A}}} \left(\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} - \text{Approx}_2(\Psi) + B_2 \right)^2 d\Psi \quad (8.26)$$

Die geeignete Wahl der Parameter $\Psi_{\text{R,max}}$, $\Psi_{\text{Ab,min}}$, $\Psi_{\text{A,min}}$ und $\Psi_{\text{Anz,max}}$ stellt dabei weitere Faktoren dar, die an den zu messenden Elektromagnet angepasst werden müssen. Die Wahl von großen Bereichen bietet bessere numerische Stabilität gegen Messrauschen. Andererseits stellt dies auch höhere Anforderungen an die Approximationsfunktion, die $I(\Psi)$ -Kennlinie im größeren Abschnitt gut abzubilden.

Ziel der Optimierungsrechnung ist es, die Zielfunktion Zf zu minimieren. Diese stellt die gewichtete Linearkombination der einzelnen Zielfunktionen dar,

$$Zf = a_1 \cdot Zf_1 + a_2 \cdot Zf_2. \quad (8.27)$$

Dabei ist der Offset B_2 bei beiden Zielfunktionen der Gleiche. Die Gewichtungsfaktoren müssen geeignet gewählt werden. Dabei muss die Länge der Bereiche beachtet werden, über die integriert wird. So kann

$$a_1 = \frac{1}{\Psi_{\text{R}} - \Psi_{\text{R,max}} + \Psi_{\text{Ab,min}} - \Psi_{\text{Ab,P}}} \quad (8.28)$$

und

$$a_2 = \frac{1}{\Psi_{\text{Anz,max}} - \Psi_{\text{Anz,P}} + \Psi_{\text{A}} - \Psi_{\text{A,min}}} \quad (8.29)$$

gewählt werden.

Aus der Randbedingung, dass die $\Psi(I)$ -Kennlinie unabhängig vom Luftspalt immer bei Fluss $\Psi = 0$ den gleichen Strom hat, kann für die Optimierungsrechnung als Randbedingung abgeleitet werden, dass

$$I(\Psi_{\text{R}}) = \int_{\Psi_{\text{R}}}^{\Psi_{\text{Ab,P}}} \text{Approx}_1(\Psi) d\Psi + \int_{\Psi_{\text{Ab,P}}}^0 \left(\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} + B_2 \right) d\Psi \quad (8.30)$$

und

$$I(\Psi_{\text{Anz}}) = \int_{\Psi_{\text{A}}}^{\Psi_{\text{Anz}}} \text{Approx}_2(\Psi) d\Psi + \int_0^{\Psi_{\text{A}}} \left(\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} + B_2 \right) d\Psi \quad (8.31)$$

ist.

Als Approximationsfunktion können zum Beispiel die Ableitungen der inversen Funktionen aus Tabelle 8.1 verwendet werden.

Tabelle 8.4: Ansätze zur Approximation in Anlehnung an die anhysteretischen Kurve aus der Literatur nach Tabelle 8.1

$\Psi(I)$ -Funktion		Approximationsfunktion	
$\Psi(I) = \frac{\arctan\left(\frac{b}{a}I\right) - c}{b}$	(8.32)	$\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} = \frac{a}{\cos^2(b \cdot \Psi + c)}$	(8.33)
$\Psi(I) = \frac{a}{\sqrt{b \cdot c}} \tanh\left(\sqrt{\frac{b}{c}}I\right)$	(8.34)	$\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} = \frac{a}{b \cdot \Psi^2 + c}$	(8.35)
$\Psi(I) = \frac{\operatorname{arcsinh}\left(\frac{b}{a}I\right)}{b}$	(8.36)	$\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} = a + b \cdot \cosh(c \cdot \Psi)$	(8.37)
$\Psi(I) = \frac{\sqrt[2 \cdot n + 1]{2 \cdot n \cdot I}}{a}$	(8.38)	$\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi} = (a \cdot \Psi)^{2 \cdot n + 1}$	(8.39)

Dieser Ansatz zur Extrapolation der $\Psi(I)$ -Kennlinie mithilfe geeigneter Approximationsfunktionen lieferte in den Untersuchungen des Autors die besten Ergebnisse bei der Extrapolation der fehlenden Bereiche der $\Psi(I)$ -Kennlinie zur Bestimmung des Ankerhubs und wird daher im folgenden Kapitel anhand einer Beispielmessung weiter vorgestellt.

Beispielmessung

9.1 Parameter des Demonstrators

Als Demonstrator für die Beispielmessung wird der in Kapitel 3.8.3 vorgestellte Elektromagnet verwendet. Dieser wurde wie beschrieben konstruktiv angepasst, um einen Aktor zu erhalten, der sich möglichst gut für die Schätzung des Ankerhubs eignet. Hierdurch wurde das Auftreten zusätzlicher Krümmungswechsel in der $\Psi(I)$ -Kennlinie verringert, sodass die Methoden zur Kurvenextrapolation aus dem vorangegangenen Kapitel angewandt werden können.

Zur Bestimmung des Ankerhubs werden einige wenige Parameter des Aktors benötigt. Soll der Zusammenhang zwischen Kraft und Fluss aus geometrischen Größen abgeleitet werden, müssen mindestens die Windungszahl und die Ankerquerschnittsfläche bekannt sein. Da es sich bei der Spulenbaugruppe des Demonstratormagneten um ein Zukaufteil handelt, ist die Windungszahl allerdings nicht bekannt. Dies ist ein typischer Fall eines Anwenders von Elektromagneten. Daher werden im Folgenden kurz bekannte Methoden zur überschläglichen Bestimmung der Windungszahl exemplarisch angewandt.

Die Windungszahl kann aus Kenntnis von Wickelfenster und Drahtdurchmesser nach Tabelle 9.1 abgeschätzt werden. Mit Hilfe der Geometrie kann die Windungszahl N aus dem Wickelfenster bestimmt werden.

Tabelle 9.1: Gemessene Abmessungen der Spule der Spulenbaugruppe des Demonstrators

Breite des Wickelfenster	$b_{wf} = 20 \text{ mm}$
Höhe des Wickelfensters	$h_{wf} = 4 \text{ mm}$
Innendurchmesser des Wickelfensters	$d_i = 9 \text{ mm}$
Außendurchmesser des Wickelfensters	$d_a = 17 \text{ mm}$
Drahtdurchmesser	$d_{Draht} = 0.21 \text{ mm}$

Im Fall einer lagenweisen Wicklung liegen die Drähte immer quadratisch aufeinander. Damit ergibt sich die Anzahl der Windungen pro Lage N_{Lage}

$$N_{Lage} = \frac{b_{wf}}{d_{Draht}} = \frac{20 \text{ mm}}{0.21 \text{ mm}} = 95 \quad (9.1)$$

und die Anzahl der Lagen N_{Lagen}

$$N_{Lagen} = \frac{h_{wf}}{d_{Draht}} = \frac{4 \text{ mm}}{0.21 \text{ mm}} = 19. \quad (9.2)$$

Durch Multiplikation ergibt sich die Windungszahl der Spule N

$$N = N_{Lage} \cdot N_{Lagen} = 19 \cdot 95 = 1805. \quad (9.3)$$

Nimmt man eine orthozyklische Wicklung an, ergibt sich die Anzahl der Windungen pro Lage

$$N_{Lage} = \frac{b_{wf}}{\frac{d_{Draht}}{2} \cdot \sqrt{3}} = \frac{20 \text{ mm}}{\frac{0.21 \text{ mm}}{2} \sqrt{3}} = 109 \quad (9.4)$$

und die Anzahl der Lagen

$$N_{Lagen} = \frac{h_{wf}}{\frac{d_{Draht}}{2} \cdot \sqrt{3}} = \frac{4 \text{ mm}}{\frac{0.21 \text{ mm}}{2} \sqrt{3}} = 21. \quad (9.5)$$

Analog folgt die Windungszahl der Spule

$$N = N_{Lage} \cdot N_{Lagen} = 21 \cdot 109 = 2289 \quad (9.6)$$

Alternativ kann die Windungszahl auf Basis des Spulenwiderstands abgeschätzt werden. Der spezifische elektrische Widerstand ρ eines Leiters mit konstanter Querschnittsfläche

ergibt sich nach

$$\rho = \frac{R_{20} \cdot A}{l}. \quad (9.7)$$

Damit ergibt sich die Länge des Kupferdrahts

$$l = \frac{R_{20} \cdot \frac{\pi}{4} d_{\text{Draht}}^2}{\rho} = \frac{34.8 \, \Omega \cdot \frac{\pi}{4} (0.21 \, \text{mm})^2}{0.0169 \, \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}} = 71.32 \, \text{m} \quad (9.8)$$

Bei dieser Abschätzung muss für den Drahtdurchmesser die Dicke der Isolierung beachtet werden. Diese verringert den Kupferdurchmesser.

$$N = \frac{l}{U} = \frac{l}{\pi d_m} = \frac{l}{\pi \frac{d_a - d_i}{\ln \frac{d_a}{d_i}}} = 1805 \quad (9.9)$$

Als weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Windungszahl bleibt das Abwickeln der Spule und das Nachzählen. Diese hat neben der Zerstörung der Spule den Nachteil, dass es bei einer vergossen Spule, wie bei der verwendeten Festo-Spulenbaugruppe, schwierig ist die Vergussmaße zu entfernen ohne die Wicklung zu zerstören.

Liegt eine Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie in Abhängigkeit vom Arbeitsluftspalt vor, wie dies im kommenden Abschnitt 9.2 vorgestellt wird, kann bei Kenntnis der Querschnittsfläche des Arbeitsluftspalts die Windungszahl berechnet werden. Dazu wird der Ansatz zur Scherung der Kennlinie nach Kapitel 5 verwendet.

$$\Delta R_{\text{mag}} = N^2 \Delta \frac{dI}{d\Psi} = \frac{\Delta \delta}{\mu_0 \cdot A} \quad (9.10)$$

Damit folgt

$$N^2 \cdot A = \frac{\Delta \delta}{\mu_0 \cdot \Delta \frac{dI}{d\Psi}} = \frac{0.5 \, \text{mm}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \left(7.3 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} - 4.4 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} \right)} = 137.202 \, \text{m}^2 \quad (9.11)$$

Die Problematik an diesem Ansatz besteht darin, dass die Querschnittsfläche des Ankers und des Ankergegenstücks aufgrund der Bohrung im Ankergegenstück nicht gleich groß sind. Demzufolge ergibt sich unter der Annahme der Gleichheit von Luftspaltquerschnittsfläche und Fläche des Ankergegenstücks von $36.95 \, \text{mm}^2$ eine Windungszahl von $N=1927$. Für die Fläche des Ankers von $37.61 \, \text{mm}^2$ folgt $N=1910$.

Die Unsicherheit dieser Methoden kann anhand der Streuung der ermittelten Windungszahlen abgeschätzt werden. Es ist zu sehen, dass die vier vorgestellten Ansätze Werte in der gleichen Größenordnung liefern (1805, 2289, 1805, 1927 und 1910). Der Mittelwert liegt

bei 1947 und die Werte haben eine Standardabweichung von 178. Das entspricht 9% vom Mittelwert. Damit sind diese Ansätze ungenau.

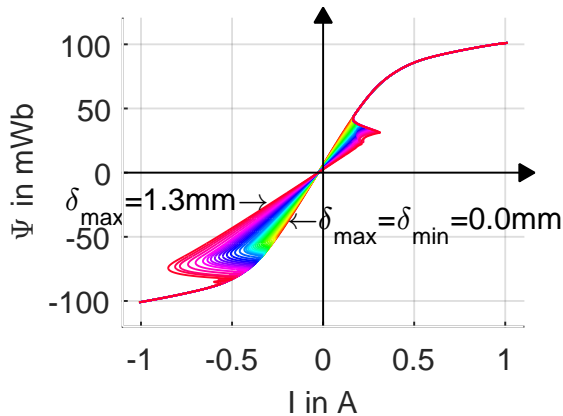
9.2 Charakterisierung des Beispielmagneten

Aus Gleichung (5.19) folgt, dass sich die Änderung des Arbeitsluftspalts entsprechend Gleichung (9.12) auf die Änderung des Anstiegs der $\Psi(I)$ -Kennlinie auswirkt.

$$\Delta \frac{\partial I}{\partial \Psi} = \frac{1}{N^2 \left(\frac{1}{\Delta R_\delta} + \frac{1}{R_\sigma} \right)} = \frac{1}{N^2 \left(\frac{\mu_0 \cdot A_{Fe}}{\Delta \delta} + \frac{1}{R_\sigma} \right)} \quad (9.12)$$

Demzufolge müssen für eine Ankerhubbestimmung die verkoppelten Parameter N , A_{Fe} und R_σ bestimmt werden. Die Parameter Windungszahl und Querschnittsfläche des Luftspalts können aus den Konstruktionsdaten entnommen werden (sofern diese vorliegen und es sich beim zu untersuchenden Magneten nicht um ein Zukaufteil handelt). Die Abschätzung des Streuwiderstands stellt eine größere Herausforderung dar. Dieser kann lediglich mithilfe von FEM-Simulation oder Faustformeln zum Beispiel nach Kallenbach [KEQ⁺08] abgeschätzt werden.

a) $\Psi(I)$ -Kennlinie



b) Erste Ableitung, $\frac{\partial I(\Psi)}{\partial \Psi}$

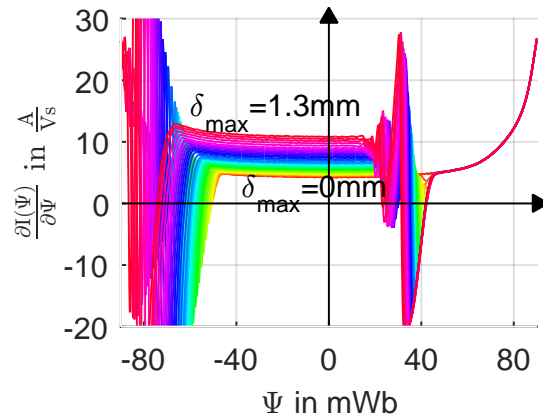


Abbildung 9.1: Messreihe einer $\Psi(I)$ -Kennlinie mit Veränderung des maximalen Luftspalts. Dargestellt ist nur ein Ast der Hystereseurve

Eine experimentelle Alternative dazu stellt die Bestimmung beider Parameter mithilfe einer Messreihe dar. Diese kann verwendet werden, wenn es möglich ist, einen Prototypen anzufertigen, bei dem der maximale Arbeitsluftspalt definiert variiert werden kann. Eine solche Messreihe wurde mit dem Demonstrationsmagnet durchgeführt und die Änderung

des Anstiegs bezüglich des minimalen Anstiegs (bei kleinstem Luftspalt) ermittelt. Abbildung 9.1 zeigt eine solche Variation von 0 mm bis 1.3 mm. Zur besseren Erkennbarkeit ist nur der obere Ast der Hysteresekurve abgebildet, da sich die Kurven mit dem anderen Ast durchdringen. Der Demonstratormagnet wurde mittels Flussregler und dreieckförmiger Ummagnetisierung bis zum gleichen Maximalfluss gemessen. Bei allen Messungen wurde die gleiche konstante Flussänderungsgeschwindigkeit verwendet.

In beiden Abbildungen ist zu sehen, dass die Kennlinie in den Bereichen des minimalen Luftspalts unverändert aufeinander liegt. Weiterhin ist in Abbildung 9.1 b) zu sehen, dass die Ableitung der $I(\Psi)$ -Kennlinie für kleine Aussteuerungen parallel verläuft. Dies bestätigt die Annahme, dass eine Luftspaltveränderung eine Verschiebung der Ableitung der $I(\Psi)$ -Kennlinie entlang der Ordinate bedeutet. Die Form bleibt für kleine Luftspalte und Aussteuerungen unverändert.

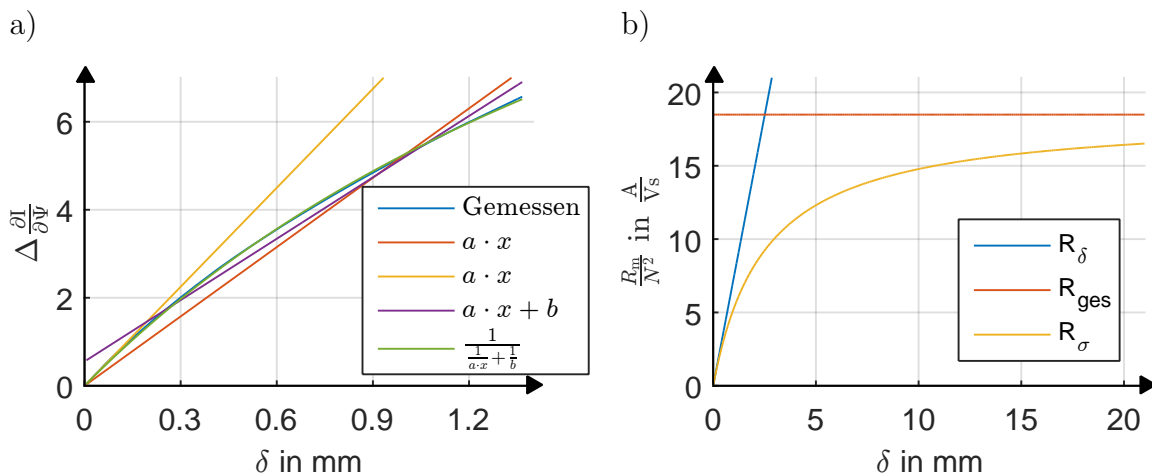


Abbildung 9.2: Änderung des Anstiegs der $I(\Psi)$ -Kennlinie in Abhängigkeit vom maximalen Arbeitsluftspalt,
a) gemessene Kennlinie und Approximationen (rot: lineare Funktion durch Koordinatenursprung mit mittlerem Anstieg, gelb: lineare Funktion durch Koordinatenursprung mit Anstieg von $\delta=0$, violett: lineare Funktion, grün: Funktion analog zu Widerstandsparallelschaltung),
b) Extrapolation der Widerstände anhand gefitteter Parameter

Hieraus wurde die Änderung des Anstiegs der $I(\Psi)$ -Kennlinie in Abhängigkeit vom maximalen Arbeitsluftspalt ermittelt. In Abbildung 9.2 a) ist deutlich zu sehen, dass die Funktion nur unzureichend mit einer linearen Funktion approximiert werden kann. Dies bedeutet, dass der Streuwiderstand nicht vernachlässigt werden kann. Mit Hilfe des Levenberg-

Marquardt-Algorithmus' [DS96] können die Parameter $N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{Fe}$ und $\frac{R_\sigma}{N^2}$ bestimmt werden.

$$N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{Fe} = 1.36 \cdot 10^{-4} \frac{Vs}{A} \quad (9.13)$$

$$\frac{R_\sigma}{N^2} = 48.49 \frac{A}{Vs}, \quad (9.14)$$

woraus folgt $R_\sigma = 74 \cdot 10^6 \frac{A}{Vs}$ für $N=2000$

In Abbildung 9.2 b) wurden die gefundenen Parameter R_δ und R_σ extrapoliert. Hieran wird deutlich, dass für große Luftspalte der Streuwiderstand und damit der Streufluss einen relevanten Anteil an den magnetischen Verhältnissen im Aktor hat und die Luftspaltbestimmung erschwert. Für einen Luftspalt von 0.28 mm beträgt der magnetische Gesamtwiderstand bei diesem Elektromagneten 10 % des Streuwiderstands.

Liegt eine derartige Messung vor, kann sie weiterhin dazu genutzt werden die Qualität der Extrapolation zu bewerten. Alle schaltenden Messungen mit unterschiedlichen Luftspalten haben den gleichen minimalen Luftspalt. Demzufolge muss der durch Extrapolation bestimmte Anstieg bei Fluss $\Psi = 0$ Vs der gleiche sein. Der Wert des Anstiegs aus der Messung mit Ankerhub $\delta = 0$ mm kann dabei als Referenz genutzt werden.

9.3 Beispiel Ankerhubmessung

Mit dem so parametrisierten Magneten wurde nun eine Beispielmessung zur Bestimmung des Ankerhubs durchgeführt. Dazu wurde durch Einlegen verschiedener Antiklebscheiben der minimale Luftspalt verändert. Gleichzeitig wurde über die Mikrometerschraube auch der maximale Luftspalt auf einen veränderten Wert eingestellt. Ziel der Messung war es zu belegen, dass es möglich ist, auf diese Weise den sich ergebenden Ankerhub zu bestimmen. Als Referenz dient weiterhin der parallel zur Messung bestimmte Ankerhub mittels Laservibrometer.

Die auszuwertenden $\Psi(I)$ -Kennlinien sind in Abbildung 9.3 dargestellt. Alle Kennlinien sind mit Flussregler bei dreieckförmiger Ummagnetisierung bis zum gleichen Maximalfluss angesteuert. Die Flussänderungsgeschwindigkeit ist die gleiche, die auch zur Parametrierung des Beispielmagneten im vorangegangenen Abschnitt verwendet wurde. Die relevanten Flussschwellen wurden so festgelegt, dass für alle Messungen die gleichen Werte verwendet werden können.

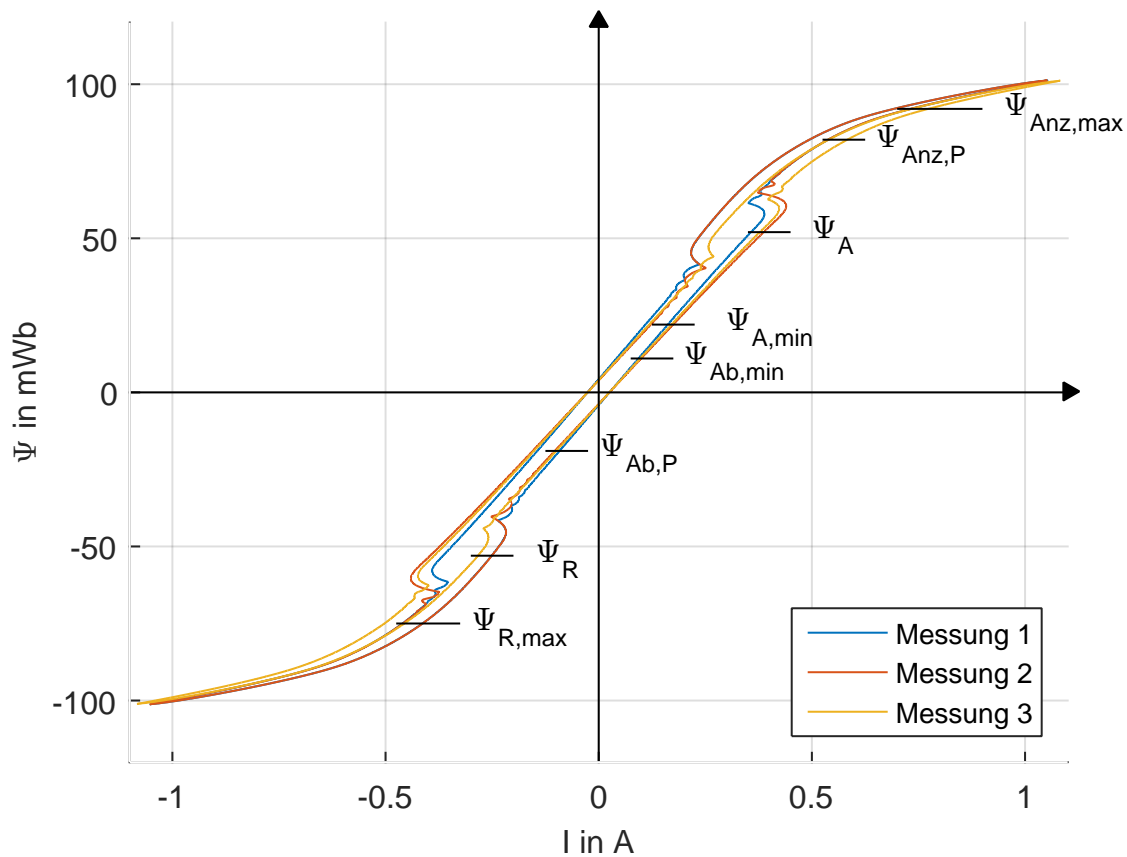


Abbildung 9.3: Gemessene $\Psi(I)$ -Kennlinien des Demonstratormagneten bei Variation des minimalen und maximalen Luftspalts

In Messung 1 (blau) wurde ein kleiner Arbeitsluftspalt von 0.193 mm eingestellt. In einer zweiten Messung (rot) wurde die Dicke der Antiklebscheibe nur geringfügig verändert und der Arbeitsluftspalt auf 0.298 mm vergrößert. In Abbildung 9.3 sind diese Veränderungen qualitativ gut zu sehen. Im Bereich großer Flüsse liegen die rote und blaue $\Psi(I)$ -Kennlinie aufeinander. Hier hat der Elektromagnet angezogen und in beiden Fällen liegt der gleiche minimale Luftspalt vor. Im Bereich kleiner Flüsse hat der Elektromagnet den maximalen Luftspalt. Hier weist die rote Kennlinie von Messung 2 einen geringeren Anstieg auf. Sie wurde weiter geschert. Hieraus kann qualitativ auf einen größeren Arbeitsluftspalt in Messung 2 geschlossen werden. Im Übergang zwischen den beiden Hubendlagen ist zu sehen, dass sich auch der Prellvorgang etwas unterscheidet.

In einer dritten Messung (gelb) wurde der minimale Luftspalt durch Austausch der Antiklebscheibe vergrößert. Es ist zu sehen, dass die gelbe Kennlinie auch bei minimalem Luftspalt weiter geschert ist als die anderen beiden Kennlinien. Der Anstieg des maximalen

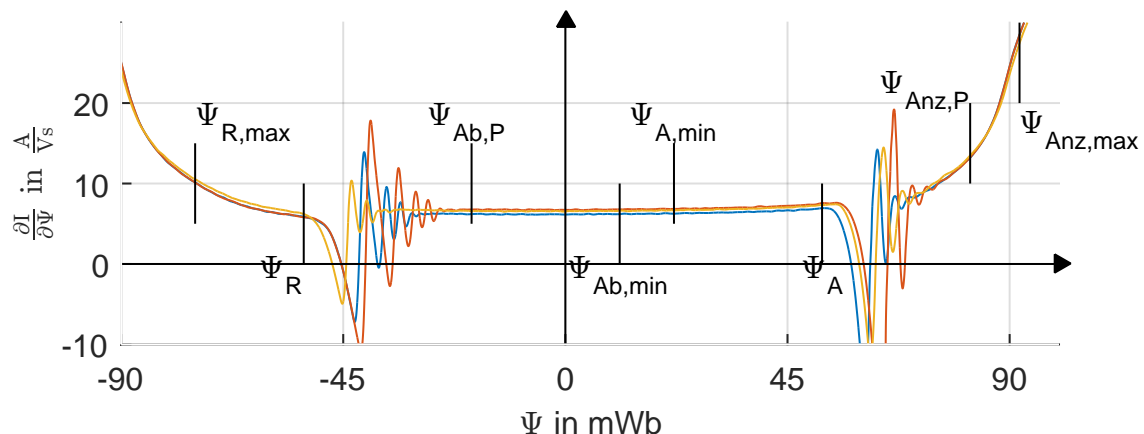


Abbildung 9.4: Ableitung der $I(\Psi)$ - Kennlinien nach Abbildung 9.3
 blau: Messung 1, rot: Messung 2, gelb: Messung 3

Arbeitsluftspalts hingegen liegt zwischen den ersten beiden Messungen. Ohne Betrachtung der Zahlenwerte kann man damit sagen, dass der Hub von Messung 3 kleiner als der von Messung 2 ist.

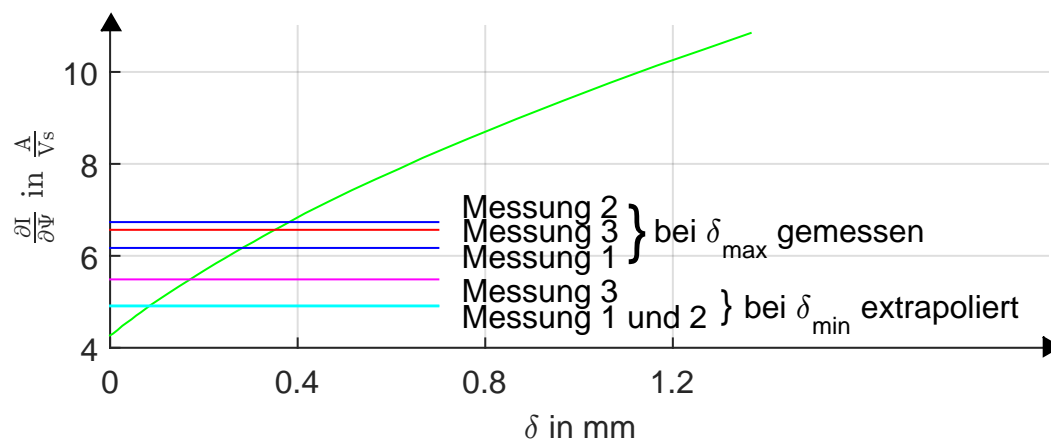


Abbildung 9.5: Ableitung der $I(\Psi)$ - Kennlinien nach Abbildung 9.2 (grün) mit den ermittelten Anstiegen der Beispielmessung (rot, violett, cyan, blau)

Direkt aus den Kennlinien können die Anstiege der $I(\Psi)$ -Kennlinie bei maximalem Luftspalt und Fluss Null ermittelt werden. Diese können anhand der Abbildung 9.4 abgelesen werden (siehe Tabelle 9.2). Zur Veranschaulichung wird das Anstiegs-Luftspalt-Diagramm nach Abbildung 9.2 a) herangezogen. Es zeigt den Anstieg der $I(\Psi)$ -Kennlinie bei $\Psi = 0$ in Abhängigkeit vom Arbeitsluftspalt, siehe Abbildung 9.5. Liegt diese gemessene $\frac{\partial I(\delta)}{\partial \Psi}$ -Kennlinie vor, können die ermittelten Anstiege bei maximalem Luftspalt in das Diagramm eingezeichnet werden (blau und rot). Die Position des maximalen Luftspalts bezogen auf

den minimalen Luftspalt der Voruntersuchung kann mit Hilfe dieses Diagramms als Schnittpunkt mit der $\frac{\partial I}{\partial \Psi}$ -Kennlinie abgelesen werden (siehe Tabelle 9.2).

Tabelle 9.2: Werte nach Abbildung 9.4 und Abbildung 9.5

		Messung 1	Messung 2	Messung 3
δ_{\max}	$\frac{dI}{d\Psi}$	$6.17 \frac{A}{Vs}$	$6.73 \frac{A}{Vs}$	$6.56 \frac{A}{Vs}$
	δ	0.28 mm	0.38 mm	0.35 mm
δ_{\min}	$\frac{dI}{d\Psi}$	$4.91 \frac{A}{Vs}$	$4.91 \frac{A}{Vs}$	$5.49 \frac{A}{Vs}$
	δ	0.08 mm	0.08 mm	0.17 mm

Zur Bestimmung des Ankerhubs muss jetzt der Anstieg der $I(\Psi)$ -Kennlinie bei minimalem Luftspalt extrapoliert werden. Als Approximationsfunktion wurde die Funktion nach Gleichung (8.33) verwendet (siehe Tabelle 9.2). Erwartungsgemäß ist der Anstieg bei Messung 1 und 2 nahezu der Gleiche. Bei Messung 3 ist der approximierte Anstieg größer. Trägt man auch diese Werte in das Diagramm Abbildung 9.5 ein, kann die Position des eingestellten minimalen Luftspalts bezogen auf den minimalen Luftspalt der Voruntersuchung mit Hilfe dieses Diagramms als Schnittpunkt mit der $\frac{\partial I}{\partial \Psi}$ -Kennlinie abgelesen werden (siehe Tabelle 9.2). Dieser Wert entspricht der Dicke der Antiklebscheibe, die gegenüber der Voruntersuchung eingebracht wurde.

Entsprechend dem Ziel dieser Arbeit interessiert der Ankerhub. Dieser kann mithilfe des dargestellten Diagramms als Differenz der beiden Luftspalte bestimmt werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird allerdings davon ausgegangen, dass die Kennlinie der Abhängigkeit der Ableitung der $I(\Psi)$ -Kennlinie vom Luftspalt nicht in dieser Form vorliegt. Stattdessen liegen nach Annahme nur die Parameter $N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{Fe}$ und $\frac{R_\sigma}{N^2}$ entsprechend dem vorangegangenen Abschnitt vor. Dies sind Parameter, die überwiegend von der Geometrie des Magnetkreises abhängen. Materialeigenschaften und parasitäre Luftspalte, die die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie beeinflussen, haben hierauf einen geringen Einfluss. Durch Umstellen von Gleichung (9.12) ergibt sich der Ankerhub

$$\delta = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{Fe}}{1 - \frac{\Delta \frac{\partial I}{\partial \Psi}}{R_\sigma}}. \quad (9.15)$$

Nach diesem Ansatz ergeben sich die Luftspalte (Messung 1: $\delta = 0.18$ mm, Messung 2: $\delta = 0.277$ mm und Messung 3: $\delta = 0.156$ mm). Diese Messergebnisse wurden nochmal in Tabelle 9.3 zusammengefasst. Als Referenzmessung dient hierfür die Ankerhubmessung mit-

tels Laservibrometer in der ersten Spalte. In der zweiten Spalte sind die ermittelten Werte unter Verwendung des Anstiegs-Luftspalt-Diagramms nach Abbildung 9.2 a) eingetragen. Die dritte Spalte enthält die ermittelten Ankerhübe auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie unter alleiniger Nutzung der Parameter $N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{Fe}$ und $\frac{R_\sigma}{N^2}$ ohne weitere Informationsquellen über den Elektromagnet. Die maximale prozentuale Abweichung zwischen Ankerhub nach Gleichung (9.15) und nach Vibrometer

$$Abweichung = \frac{\delta_{\text{Vibrometer}} - \delta_{\text{Gleichung}}}{\delta_{\text{Vibrometer}}} \quad (9.16)$$

beträgt 7% bei Messung 2.

Die erreichte Messunsicherheit liegt über den Messunsicherheiten bekannter Messverfahren zur Wegmessung. Für einige Aktoren stellt die verwendete Methode allerdings einen Ansatz dar, der es erstmals ermöglicht den Ankerhub zu messen. Weiterhin ist anzumerken, dass es sich bei dem Ansatz um einen Ansatz auf physikalischer Basis handelt. Mit den Methoden der Statistik lassen sich für spezielle Aktoren heuristische Korrekturvarianten ableiten, die die Messunsicherheit wesentlich verbessern.

Tabelle 9.3: Vergleich der Messergebnisse der ermittelten Luftspalte

	Mit Vibrometer	Aus Diagramm	Aus Gleichung (9.15)
Messung 1	0.193 mm	0.197 mm	0.182 mm
Messung 2	0.298 mm	0.299 mm	0.277 mm
Messung 3	0.175 mm	0.181 mm	0.156 mm

Bewertung der Ankerhubmessung auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie

10.1 Messunsicherheit

Ausgehend von den Untersuchungen dieser Arbeit kann die Methode zur Bestimmung des Ankerhubs auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie bewertet werden.

Zu einem Messergebnis als Näherungswert für den wahren Wert einer Messgröße gehört die Angabe einer Messunsicherheit [Deu95]. Diese kann einerseits aus der statistischen Analyse mehrerer statistisch unabhängiger Messwerte aus einer Messwiederholung erfolgen oder durch Kombination von Messunsicherheiten bekannter Messmethoden auf Basis von Kalibrierscheinen, bzw. der Genauigkeitsklasse eines Messgeräts, ermittelt werden. Diese Kombination ist bei der Bestimmung des Ankerhubs auf Basis der Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie nicht möglich, da hier sehr viele Parameter nichtlinear verknüpft sind und die Abhängigkeiten zum Teil mathematisch nur schwer zu beschreiben sind. Trotzdem wird im Folgenden die Kette der Abhängigkeiten vorgestellt um den Einfluss einzelner Größen abschätzen zu können.

Bei der Bestimmung des Ankerhubs auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie handelt es sich um ein indirektes Messverfahren aufbauend auf der indirekten Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie und der anschließenden Berechnung des Ankerhubs. Abbildung 10.1 gibt hierüber einen Überblick.

Der Ankerhub wird nach Gleichung (9.15) aus der ermittelten Änderung des Anstiegs der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Fluss Null während des Schaltvorgangs und einer aktorabhängigen Funktion bestimmt. Diese Funktion wiederum wird durch die Geometrie des Arbeitsluftspalts (genauer die Querschnittsfläche des Arbeitsluftspalts), die Geometrie der Spule (genauer die Windungszahl der Spule) und das Verhältnis von Spulenfluss zu Luftspaltfluss bestimmt. Besagtes Verhältnis beschreibt somit auch den Anteil der Streuflüsse im Elektromagneten. Dieses wird von der Gesamtkonstruktion des Magneten, d. h. Geometrie des Eisenkreises, Material des Eisenkreises, Geometrie der Spule und des Arbeitsluftspalts bestimmt. Die Unsicherheiten dieser Funktion können bei Kenntnis der benannten Parameter mittels FEM-Simulation ermittelt oder durch Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei unterschiedlichen Luftspalten bestimmt werden. Die messtechnische Herangehensweise wurde in Kapitel 9 gezeigt.

Diese Unsicherheit ist bei der Bestimmung des Ankerhubs linear mit der Unsicherheit der Änderung des Anstiegs der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei Fluss Null während des Schaltvorgangs verknüpft und ergibt sich aus der Messunsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie und der Unsicherheit der Kurvenextrapolation. Die Unsicherheit der Kurvenextrapolation hängt neben der Messunsicherheit der extrapolierten $\Psi(I)$ -Kennlinie von der Form der luftspaltabhängigen $\Psi(I)$ -Kennlinie und dem verwendeten Extrapolationsalgorithmus ab. Die Form der luftspaltabhängigen $\Psi(I)$ -Kennlinie ist näherungsweise sigmoidal und wird über die Geometrie der Spule (Windungszahl) skaliert. Durch Geometrie von Eisenkreis und Luftspalt und durch Wechselwirkung der Materialkennlinien des Eisenkreises weicht die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie vom sigmoidalen Verlauf ab. Ebenso sorgen im Elektromagnet auftretende Wirbelströme für Abweichungen vom sigmoidalen Verlauf. Somit wirken sich auch die im Elektromagnet verwendeten Maßnahmen zur Wirbelstromunterdrückung durch Material und Geometrie im Eisenkreis auf die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie aus. Diese Abweichungen erschweren die Kurvenextrapolation und können damit Einfluss auf die Unsicherheit der Kurvenextrapolation nehmen. Neben dieser direkten Wirkung beeinflusst die Abweichung vom sigmoidalen Verlauf die Auswahl eines geeigneten Extrapolationsalgorithmus' und die Auswahl und Parametrisierung des Ansteuersignals des Elektromagneten zur Durchführung der Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Dieses wird so ausgewählt, dass die Form der gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie möglichst wenig und vor allem definiert durch auftretende Wirbelströme verzerrt wird und optimal an den ausgewählten Extrapolationsalgorithmus angepasst ist. Die Auswahl wechselwirkt mit der Auswahl des Regleralgorithmus'. Allgemein wird hier



Abbildung 10.1: Einflussfaktoren auf die Messunsicherheit des Ankerhubs auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie

der Flussregler für die Ankerhubbestimmung empfohlen. Bei Elektromagneten mit wirksamen Maßnahmen zur Wirbelstromunterdrückung sind allerdings auch andere robustere und technisch einfachere Regler, also Strom- oder Spannungsregelung, denkbar.

Auch die Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie ist eine indirekte Messung. Direkt gemessen wird nur der zeitliche Verlauf von Spulenspannung und Strom, wobei die Strommessung als Spannungsmessung umgesetzt wird. Für diese Komponenten ist es möglich, die Messunsicherheit statisch in Form von Linearitätsfehler, Verstärkungsfehler und Offset sowie dynamisch in Form von Frequenzgang und Unsicherheit der Sampleclock der Spannungsmessung anzugeben. Hieraus wird der zeitliche Verlauf des Flusses und damit die $\Psi(I)$ -Kennlinie auf Basis der Methode der Einspulenmessung berechnet. Die Messunsicherheit bei der Bestimmung des verketteten magnetischen Flusses hängt neben der Messunsicherheit von Spannungs- und Strommessung wesentlich von der Messunsicherheit des ohmschen Widerstands des Aktors ab. Auch diese wird offensichtlich von der Messunsicherheit von Spannungs- und Strommessung beeinflusst. Der Einfluss der Messunsicherheit des ohmschen Widerstands auf die Messunsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie wird durch das Verhältnis des Teils der Aktorspannung, die aufgrund des ohmschen Anteils der Spule entsteht zu dem Teil der Spannung, die aufgrund von Flussänderung besteht, bestimmt. Je höher der Einfluss des ohmschen Anteils ist, um so größer ist der Einfluss der Messunsicherheit des ohmschen Widerstands auf die Flussmessung. Die Unsicherheit des ohmschen Widerstands wird durch die Probenerwärmung während der Messung verstärkt. Die Probenerwärmung während der Messung erfolgt durch ohmsche Verluste der Spule, ohmsche Verluste im Eisenkreis bedingt durch Wirbelströme und Hystereseverluste im Eisen während der Ummagnetisierung. Diese werden durch Material und Geometrie der Spule (elektrischer Leitwert, Drahtdurchmesser und Windungszahl), Geometrie und Material des Eisenkreises und Maßnahmen zur Wirbelstromunterdrückung beeinflusst. Neben den Wärmequellen beeinflussen auch die Wärmekapazität und die Wärmeleitung des Aktors die Erwärmung des Elektromagneten. Auch diese werden zum einen durch Geometrie und Material des Elektromagneten beeinflusst, zum anderen haben hier die Aufnahme des Elektromagneten und die Messumgebung während der Messung Einfluss auf die Messunsicherheit des Ankerhubs. Entscheidend sind hier die Umgebungstemperatur und thermische Ankopplung des zu messenden Elektromagneten an die Umgebung. Über die Dauer der Messung, die Höhe der Aussteuerung und das Ausmaß der Wirbelströme (beeinflusst durch die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit) hat auch das Ansteuersignal Einfluss auf die Probenerwärmung und damit auf die Unsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Weiterhin nimmt das Ansteuersignal über die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit Einfluss auf das Verhältnis (nach Gleichung (4.5)) des Teils der Aktorspannung, die aufgrund des ohmschen Anteils der Spule entsteht, zu dem Teil der Spannung, die aufgrund von Flussän-

derung besteht, und damit wiederum auf die Messunsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Auch die Regelgüte beeinflusst die Messunsicherheit der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Diese wird durch den Regler, bestehend aus Regleralgorithmus und Reglerparameter, durch den Frequenzgang des Leistungsstellglieds, die Messunsicherheit der Regelgrößen, Spannung, Strom und Fluss und durch die Last in Form der Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie beeinflusst.

Es ist zu sehen, dass die Messunsicherheit des Ankerhubs auf vielfältige Weise von einer Reihe von Parametern abhängt. Viele der Parameter beeinflussen dabei die Messunsicherheit an verschiedenen Stellen in unterschiedlicher Weise, sodass der Einfluss der Änderung eines Parameters kaum abzuschätzen ist. Die Parameter lassen sich in drei Gruppen einteilen. In der ersten Gruppe werden die aktor- bzw. probenabhängigen Parameter zusammengefasst. Diese beschreiben wesentliche Eigenschaften des zu charakterisierenden Elektromagneten und können daher nicht verändert werden. Sie geben lediglich Aufschluss, in wieweit sich der einzelne Elektromagnet für die Ankerhubmessung auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie eignet. In der zweiten Gruppe sind die vom Messgerät abhängigen Parameter. Diese beschreiben Unsicherheiten der verwendeten Mess- und Reglerhardware und können zur Beurteilung deren Eignung und evtl. notwendiger Veränderungen herangezogen werden. Die dritte Gruppe bilden die nutzerabhängigen Parameter. Dies sind die flexibelsten Parameter der Ankerhubmessung und beschreiben gewählte Einstellungen und Parametrisierungen der Messung.

10.2 Potential des vorgestellten Verfahrens zur Bestimmung des Ankerhubs

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Verfahren untersucht, mit dem der Ankerhub auf Basis von Spannungs- und Strommessung am schaltenden Elektromagnet bestimmt werden kann. Dieses Verfahren erweitert den Katalog der Möglichkeiten zur Bestimmung des Ankerhubs von Elektromagneten. Allerdings handelt es sich bei dem vorgestellten Verfahren um ein indirektes Messverfahren, dass nicht für alle Elektromagneten gleichermaßen geeignet ist. Es bietet sich besonders für Tauchankertopfmagneten mit kleinem Ankerhub und wirksamen Methoden zur Wirbelstromunterdrückung an. Weiterhin erfordert die Bestimmung des Ankerhubs auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie viel Erfahrung des Anwenders. So muss zum einen das verwendete Ansteuersignal in Form, Amplitude und Frequenz an den zu charakterisierenden Elektromagneten angepasst werden. Zum anderen muss ein Extrapolationsalgorithmus ausgewählt und an die Form der luftspaltabhängigen $\Psi(I)$ -Kennlinie angepasst werden. Gelingt beides, kann der Ankerhub für Elektromagneten dieses Typs

bestimmt werden. Leichte Schwankungen aufgrund von Fertigungstoleranzen und Materialtoleranzen bzgl. der magnetischen Eigenschaften berücksichtigt der Algorithmus. Grund dafür ist, dass nicht der absolute verkettete magnetische Fluss, sondern die Änderung des verketteten magnetischen Flusses in Abhängigkeit vom Arbeitsluftspalt ausgewertet wird.

Somit eignet sich das Verfahren zur Bestimmung des Ankerhubs auf Basis gemessener $\Psi(I)$ -Kennlinien für viele schaltende Elektromagneten mit kleinem Hub und wirksamen Maßnahmen zur Wirbelstromunterdrückung. So kann auf Basis des vorgestellten Verfahrens beispielsweise der Ankerhub von Einspritzventilen für Verbrennungskraftmaschinen bestimmt werden. Dies kann sowohl zur Einstellung der Ventilöffnung als auch zum Condition Monitoring genutzt werden. Ebenso ist eine Anwendung bei anderen Ventilmagneten mit kleinem Hub gut denkbar.

10.3 Übertragbarkeit

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Verfahren vorgestellt, mit dem der Ankerhub von schaltenden Elektromagneten bestimmt werden kann. Im Folgenden soll untersucht werden, inwieweit sich diese Ergebnisse auf ähnliche Reluktanzaktoren übertragen lassen.

10.3.1 Proportionalmagnete

„In zunehmendem Maße werden heute Elektromagnete auch als Antriebselemente im Antriebsregelkreis eingesetzt.“ [KEQ⁺08] Proportionalmagnete sind hierfür ein gutes Beispiel. Bei diesen wird die Position des Ankers nicht zwischen zwei Endlagen hin und her geschaltet, sondern auf Zwischenpositionen geregelt. Proportionalmagnete zeichnen sich häufig durch einen vergleichsweise großen Ankerhub aus. Über diesen wird die Kraft-Weg-Kennlinie meist durch eine Kennlinienbeeinflussung linearisiert um eine gleichmäßige, gute Regelbarkeit des Magneten zu erreichen. Für die Regelung ist es hilfreich, wenn die Position des Ankers über den beschriebenen Algorithmus ermittelt werden kann und hierfür keine weiteren Sensorelemente verbaut werden müssen. Allerdings gibt es verschiedene Gründe, die gegen eine Anwendbarkeit des beschriebenen Verfahrens für Proportionalmagnete sprechen. Die zugrunde liegende Gleichung (5.19) gilt nur für kleine Luftspaltänderungen und Magneten ohne Kennlinienbeeinflussung.

Aufgrund der langen Messdauer ist es unmöglich, eine $\Psi(I)$ -Kennlinie nach der Integrationsmethode zu bestimmen, die die Grundlage für den hier vorgestellten Algorithmus bildet, da der Integrator aufgrund von immer vorhandenen minimalen Offsets wegläuft.

Während der Positionsregelung wird der Magnet nicht entlang der äußeren Hysteresekurve ummagnetisiert, sondern es werden innere Schleifen gefahren. Dies erfordert andere Algorithmen zur Rekonstruktion des Anstiegs bei Fluss Null.

Durch das Fehlen von Anschlägen und Rastlagen im Arbeitsbereich gibt es in $\Psi(I)$ -Kennlinie (zum Beispiel aus Simulation, oder mittels Hallsensor ermittelt) keine definierten Abschnitte der Kennlinie, die zu einem konstanten Luftspalt gehören.

10.3.2 Reluktanzmotoren

Reluktanzmotoren sind ebenfalls elektro-magneto-mechanische Energiewandler auf Basis der Reluktanzkraft. Abstrakt betrachtet entsteht durch periodisches Ansteuern von verschiedenen Drehanker-Elektromagneten eine kontinuierliche Rotationsbewegung. Hierbei ist eine drehwinkelabhängige Umschaltung zwischen den einzelnen Polen entscheidend für einen ruhigen Lauf und einen hohen Wirkungsgrad. Daher ist es auch hier ein erstrebenswertes Ziel den Drehwinkel des Rotors ohne Zusatzsensoren schätzen zu können. Hierfür gibt es vielfältige Ansätze, die dem hier vorgestellten Ansatz teilweise ähneln. Eine direkte Übertragung der Algorithmen ist allerdings nicht möglich.

Bei anwendungsgerechtem Betrieb führt ein Reluktanzmotor eine gleichmäßige Drehbewegung aus. Dies bedeutet einen kontinuierlichen Übergang vom maximalem zum minimalem und wieder maximalem Luftspalt. Somit fehlen Phasen konstanten Luftspalts, aus denen der Anstieg des verketteten magnetischen Flusses bei Fluss gleich Null geschätzt werden könnte. Ohne diese Phasen kann der hier vorgestellte Algorithmus nicht angewandt werden. Daher ist das vorgestellte Verfahren nicht auf Reluktanzmotoren übertragbar.

Zusammenfassung

Elektromagnete sind elektro-magneto-mechanische Energiewandler auf Basis der Reluktanzkraft. Sie werden vorrangig als Antriebselement zur Erzeugung von Bewegungen mit begrenztem Hub eingesetzt. In dieser Funktion haben sie große Verbreitung in vielen technischen Bereichen gefunden. Sie werden unter anderem als Antrieb für Ventile in der Prozessautomatisierung und in Verbrennungskraftmaschinen in großer Stückzahl eingesetzt. Dabei entspricht der Ankerhub meist dem Ventilhub und hat somit großen Einfluss auf die Ventilcharakteristik. Bei vielen Ventilen ist es aufgrund hoher Integration nicht möglich den Ventilhub optisch oder mechanisch zu messen. Sowohl zur Justage als auch zur Überwachung des Ventils stellt die Kenntnis des Ankerhubs eine wesentliche Bereicherung dar. In Forschung und Technik werden verschiedene Ansätze zur Bestimmung des Ankerhubs durch Co-Simulation und Lookup-Tabellen untersucht.

In der vorliegenden Dissertation wird ein neuartiges Verfahren zur Bestimmung des Ankerhubs schaltender Elektromagnete vorgestellt. Dieser zeichnet sich dadurch aus, dass es ein physikalischer Ansatz ist. Durch die Verwendung von gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinien werden die magnetischen Nichtlinearitäten, Hysterese- und Wirbelstromeinflüsse vollständig abgebildet und müssen somit im Gegensatz zu bestehenden Algorithmen zur Ankerhubbestimmung auf physikalischer Basis nicht mittels aufwendiger Modelle des Elektromagneten beschrieben werden. Der Ansatz geht davon aus, dass sich die magnetische Energie in die

im Eisenkreis gespeicherte Energie und die im Luftspalt gespeicherte Energie aufteilt. Ändert sich die Ankerposition, während der magnetische Fluss konstant gehalten wird, so ändert sich lediglich die im Luftspalt gespeicherte Energie. Diese Änderung der magnetischen Energie wird auf Basis gemessener $\Psi(I)$ -Kennlinien ermittelt. Da sich die im Luftspalt gespeicherte Energie analytisch beschreiben lässt, lässt sich der Luftspalt aus einer einfachen Formel berechnen.

Auf Grund der Annahme, dass sich die im Eisenkreis gespeicherte Energie nicht ändert, ist das vorgestellte Verfahren besonders gut geeignet für Elektromagneten mit geringem Ankerhub sowie ohne Kennlinienbeeinflussung.

Die Änderung der magnetischen Energie entspricht der Änderung des Anstiegs der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Die Messung des verketteten Flusses unzähliger Elektromagnete belegt, dass sich die Ummagnetisierungskurven für unterschiedliche Ankerpositionen an der Stelle Fluss Null schneiden. Der Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinie des abgefallenen Magneten bei Fluss Null wird direkt aus der gemessenen $\Psi(I)$ -Kennlinie des schaltenden Elektromagneten ermittelt. Der Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinie bei angezogenem Anker lässt sich für schaltende Magnete nicht direkt messen. Er muss aus anderen Bereichen der $\Psi(I)$ -Kennlinie durch Extrapolation, durch Fitten der $\Psi(I)$ -Kennlinie oder durch Fitten an eine Approximationsfunktion bestimmt werden. Die Verwendung einer Approximationsfunktion erreicht dabei die geringste Unsicherheit.

In diesem Zusammenhang wird gezeigt, dass die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie wesentlich durch den Aufbau und die Ansteuerung des Elektromagneten beeinflusst wird. An speziell angepassten Magnetkreisen wird mittels analytischen Modellen demonstriert sowie messtechnisch nachgewiesen, dass unterschiedliche ferromagnetische Materialien im Eisenkreis (in Reihen- und Parallelschaltung) sowie unterschiedliche effektive Querschnittsflächen die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie erheblich verändern. Diese Effekte führen zu Krümmungswechseln. Die zu extrapolierende $\Psi(I)$ -Kennlinie eines Elektromagneten bei konstantem Luftspalt weicht vom idealen sigmoidalen Verlauf ab. Somit ist es notwendig, den Algorithmus zur Ermittlung des Anstiegs der $\Psi(I)$ -Kennlinie im angezogenen Zustand bei Fluss Null an den jeweiligen Elektromagneten anzupassen. In der Arbeit werden geeignete Ansatzfunktionen angegeben.

Ebenso beeinflussen Wirbelströme die Form der $\Psi(I)$ -Kennlinie. Im Rahmen der Arbeit wird herausgearbeitet, dass eine Messung der $\Psi(I)$ -Kennlinie mit konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit die Anforderungen der Ankerhubbestimmung aus der $\Psi(I)$ -Kennlinie erfüllt. Die im Eisenkreis gespeicherte Energie ist unter dieser Voraussetzung trotz Wirbelströmen unabhängig vom Ankerhub. Ein hierfür benötigter Flussregler wurde ebenfalls im

Rahmen der Arbeit entwickelt. Der Regler besteht aus einem unterlagerten Stromregler, dessen Sollwert aus dem digital realisierten Flussregler resultieren. Dieser schätzt die Flussänderung auf Basis von gemessenen Spannungs- und Stromverläufen.

Das vorgestellte Verfahren wird an einem Pneumatikventil demonstriert. Die Messunsicherheit betrug für den Beispielmagneten 7%. Konventionelle optische oder modellbasierte Ankerpositionsmesssysteme erreichen geringere Unsicherheiten, sind aber auf die Zugänglichkeit des Ankers angewiesen. Das vorgestellte Verfahren ist robust gegen Material- und Fertigungsschwankungen, da diese sowohl den Anstieg der $\Psi(I)$ -Kennlinie im angezogenen als auch im abgefallenen Zustand beeinflussen, nicht aber dessen Änderung.

Der wesentliche Vorteil in der Analyse von Elektromagneten auf Basis der $\Psi(I)$ -Kennlinie besteht zum einen darin, dass diese ohne konstruktive Veränderungen des Elektromagneten oder Anbringen von Zusatzhardware allein durch Messung von Spannung und Strom an der Erregerspule erfolgen kann. Zum anderen können viele praktisch relevante Größen des Elektromagneten beurteilt werden. Diese sind unter anderem das Schaltverhalten, das Prellverhalten, die Federvorspannung, die Federsteifigkeit, Materialeinflüsse sowie der Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit, der Ankerhub. Bei der Messung und Interpretation der $\Psi(I)$ -Kennlinie muss dabei berücksichtigt werden, dass der zeitliche Verlauf der Erregung wesentlichen Einfluss auf das Schaltverhalten des Elektromagneten und damit auf Anzugs- und Abfallströme bzw. -flüsse hat.

Quellen

- [Bau04] BAUCKHOLT, Heinz-Josef ; HANSER (Hrsg.): *Lernbücher der Technik*. Bd. 5: *Grundlagen und Bauelemente der Elektrotechnik*. München : Carl Hanser Verlag, 2004. – ISBN 9783446432468
- [BDHS15] BELYAEV, N. ; DENK, F. ; HAUSER, C. ; STUTIKA, M.: *Verfahren und Vorrichtung zur Detektion von Betriebszuständen eines elektromagnetisch angetriebenen Gerätes*. 19. März 2015. – DE Patent App. DE201410202136
- [Ber01] BERGSTROM, G.E.: *System to determine solenoid position and flux without drift*. 9. Oktober 2001. – US Patent 6300733
- [BG96] BOSSE, Georg ; GLAAB, Arnold: *Grundlagen der Elektrotechnik III*. Bd. 3. Düsseldorf : VDI Verlag, 1996. – ISBN 3184015742
- [BMK00] BUTZMANN, S. ; MELBERT, J. ; KOCH, A.: Sensorless Control of Electromagnetic Actuators for Variable Valve Train. In: *SAE Technical Paper* (2000), 6. März. DOI10.4271/2000-01-1225
- [Bol90] BOLL, Richard: *Weichmagnetische Werkstoffe - Einführung in den Magnetismus, VAC-Werkstoffe und ihre Anwendungen*. 4. Auflage. Berlin, München : Siemens-Aktiengesellschaft, [Abt. Verl.], 1990
- [Bol12] BOLTE, Ekkehard: *Elektrische Maschinen*. Berlin : Springer-Verlag, 2012. – ISBN 3642054846

- [Boz93] BOZORTH, Richard M.: *Ferromagnetism*. Piscataway, NJ : IEEE Press, 1993
- [BRS99] BERGMANN, L. ; RAITH, W. ; SCHAEFER, C.: *Elektromagnetismus*. de Gruyter, 1999 (Lehrbuch der Experimentalphysik : zum Gebrauch bei akademischen Vorlesungen und zum Selbststudium / von L. Bergmann und Cl. Schaefer). – ISBN 9783110160970
- [BS96] BROKATE, Martin ; SPREKELS, Jürgen ; MARSDEN, J. E. (Hrsg.) ; SIROVICH, L. (Hrsg.) ; JOHN F. (Hrsg.): *Hysteresis and Phase Transitions*. New York, Berlin, Heidelberg : Springer, 1996 (Applied Mathematical Sciences 121). DOI10.1007/978-1-4612-4048-8
- [BSR15] BRAUN, T. ; STRAUSBERGER, F. ; REUTER, J.: State estimation for fast-switching solenoid valves: A study on practical nonlinear observers and new experimental results. In: *Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2015 20th International Conference on*, 2015, S. 862–867
- [BSRP15] BRAUN, T. ; STRAUSSBERGER, F. ; REUTER, J. ; PREISSLER, G.: A semilinear distributed parameter approach for solenoid valve control including saturation effects. In: *American Control Conference (ACC), 2015*, 2015, S. 2600–2605
- [BSZ03] BAUER, R. ; SCHNATTERER, R. ; ZETTL, M.: *Injektor mit einem Magnetventil zur Steuerung eines Einspritzventils*. 18. Juni 2003. – DE Patent App. DE2001159003
- [CH08] CHIESA, Nicola ; HOIDALEN, Hans K.: Hysteretic Iron-Core Inductor for Transformer in Rush Current Modelling in EMTP. In: *16th Power Systems Computation Conference (PSCC)*. Glasgow, Scotland, 2008
- [CJ08] CHWASTEK, Krzysztof ; JAN, SZCZYGLOWSKI: Estimation methods for the Jiles-Atherton model parameters - a review. In: *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY* 12 (2008), S. 145–148
- [CT65] CRAIK, D.J. ; TEBBLE, R.S. ; WOHLFARTH, E. P. (Hrsg.): *Ferromagnetism and Ferromagnetic Domains*. North-Holland Publishing Company-Amsterdam, 1965
- [DDM05] D’ALPAOS, E. ; D’ANTONIO, F. ; MORSELLI, M.: *Verfahren zur Bestimmung der Magnetisierung eines elektromagnetischen Ventilsteuerungsaktuator*. 25. Mai 2005. – DE Patent 60200453

- [Den12a] DENK, F.: *Bestimmung des Bewegungsverhaltens eines Kraftstoffinjektors basierend auf dem zeitlichen Abstand zwischen den ersten beiden Spannungspulsen in einer Haltephase*. 22. November 2012. – DE Patent App. DE201110076113
- [Den12b] DENK, F.: *Bestimmung des Standardserien-Öffnungsverhaltens eines Kraftstoffinjektors basierend auf einem Test-Öffnungsverhalten unter dem Einfluss eines Testpulses mit konstanter Spannung*. 29. November 2012. – DE Patent App. DE201110076363
- [Den12c] DENK, F.: *Charakterisierung einer Bewegung eines Kraftstoffinjektors mittels Erfassung und Auswertung einer magnetischen Hysteresekurve*. 14. Juni 2012. – DE Patent App. DE201010063009
- [Deu95] DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E. V. (Hrsg.): *Leitfaden zur Angabe der Messunsicherheit beim Messen*. Beuth Verlag GmbH, 1995. – ISBN 3410134050
- [DIN88] Norm DIN 50460 August 1988. *Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von weichmagnetischen Werkstoffen*. – DIN 50460
- [DIN95] Norm DIN 1319-1 Januar 1995. *Grundlagen der Messtechnik, Teil 1: Grundbegriffe*. – DIN 1319-1
- [DIN00] Norm DIN VDE 0580 Juli 2000. *Elektromagnetische Geräte und Komponenten*. – DIN VDE 0580
- [DIN04] Norm DIN EN 60404-6 Oktober 2004. *Magnetische Werkstoffe - Teil 6: Verfahren zur Messung der magnetischen Eigenschaften weichmagnetischer und pulverförmiger Werkstoffe im Bereich 20 Hz bis 200 kHz mit Hilfe von Ringproben*. – DIN EN 60404-6
- [DIN05] Norm DIN EN 60050-444 Juni 2005. *Internationales Elektrotechnisches Wörterbuch*. – DIN EN 60050-444
- [DIN06] Norm DIN VDE 0580 August 2006. *Anforderungen an Selbstüberwachung und Diagnose in Feldinstrumentierung*. – DIN VDE 0580
- [DIN07a] Norm DIN EN 2349-305 Mai 2007. *Luft- und Raumfahrt - Anforderungen und Prüfverfahren für Relais und Schaltschütze - Teil 305: Prellzeit*. – DIN EN 2349-305

- [DIN07b] Norm DIN EN 61810-7 Februar 2007. *Elektromechanische Elementarrelais - Teil 7: Mess- und Prüfverfahren.* – DIN EN 61810-7
- [DIN08] Norm DIN EN 60085 August 2008. *Elektrische Isolierung - Thermische Bewertung und Bezeichnung.* – DIN EN 60085
- [DIN09a] Norm DIN EN 60404-2 Januar 2009. *Magnetische Werkstoffe - Teil 2: Verfahren zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von Elektroblech und -band mit Hilfe eines Epsteinrahmens.* – DIN EN 60404-2
- [DIN09b] Norm DIN EN 60404-4 August 2009. *Magnetische Werkstoffe - Teil 4: Verfahren zur Messung der magnetischen Eigenschaften von weichmagnetischen Werkstoffen im Gleichfeld.* – DIN EN 60404-4
- [DIN11] Norm DIN EN 62458 Juli 2011. *Elektroakustische Geräte - Elektroakustische Wandler - Messung von Großsignal-Parametern.* – DIN EN 62458
- [DK09] DILGER, S. ; KÖNIG, H.R.W.: *Elektrischer Hubmagnet.* 2. Januar 2009. – DE Patent 102007034768
- [DK12] DULK, I. ; KOVACSHAZY, T.: Sensorless position estimation in solenoid actuators with load compensation. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2012 IEEE International*, 2012. – ISSN 1091–5281, 268-273
- [Dob96] DOBENECK, Tilo von: A systematic analysis of natural magnetic mineral assemblages based on modelling hysteresis loops with coercivity-related hyperbolic basis functions. In: *Geophysical Journal International* 124 (1996), März, Nr. 3, 675-694. DOI10.1111/j.1365-246X.1996.tb05632.x
- [DS96] DENNIS, J.E. ; SCHNABEL, R.B.: *Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations.* Society for Industrial and Applied Mathematics, 1996 (Classics in Applied Mathematics). – ISBN 9780898713640
- [DWW99] DOTTERWEICH, Martin ; WASZAK, M. ; WEIAND, F: Berücksichtigung magnetischer Hysterese in der numerischen Feldberechnung. In: *GMM-Workshop: Methoden und Werkzeuge zum Entwurf von Mikrosystemen*, 1999 (8), S. 301–307
- [Els92] ELSCHNER, Horst: *Grundlagen der Elektrotechnik/Elektronik Band 2.* Berlin München : Verlag Technik GmbH, 1992

- [Eur12] EUROPÄISCHES PARLAMENT UND RAT: *Richtlinie des Europäischen Parlaments und des Rates vom 25. Oktober 2012 zur Energieeffizienz, zur Änderung der Richtlinien 2009/125/EG und 2010/30/EU und zur Aufhebung der Richtlinien 2004/8/EG und 2006/32/EG*. Dezember 2012. – Richtlinie 2012/27/EU
- [Ewi92] EWING, James A. ; HOLBORN, L. (Hrsg.) ; ST., Lindeck (Hrsg.): *Magnetische Induktion in Eisen und verwandten Metallen*. München : Springer, 1892
- [Fei03] FEINDT, Karsten: *Untersuchungen zum Entwurf von Elektromagneten unter Berücksichtigung dynamischer Kenngrößen*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Dissertation, 2003
- [FL14] FEHN, A. ; LOLENKO, K.: *Verfahren zur Bestimmung der Anschaltzeit eines Magnetventils in einem hydraulischen System*. 30. Oktober 2014. – DE Patent 102005015101
- [GB05] GLET, Uwe ; BAUMBACH, Jens: Ein neuartiges Verfahren zur Messung magnetischer Bauteile und Magnetaktoren. In: *Tagungsband des 50. IWK der Technischen Universität Ilmenau*, 2005
- [Glü13] GLÜCK, Tobias: *Soft landing and self-sensing strategies for electromagnetic actuators*, Technische Universität Wien, Diss., 2013
- [Gle06] GLET, U.: *Verfahren und Vorrichtung zum Ermitteln von magnetischen Kenngrößen*. 21. September 2006. – DE Patent App. DE200510011227
- [Gru11] GRUNER AG (Hrsg.): *Technische Erläuterungen*. Wehingen: Gruner AG, 19. August 2011
- [Hag06] HAGMANN, Gert: *Grundlagen der Elektrotechnik*. Bd. 12. Wiebelsheim : AULA-Verlag, 2006
- [Her08] HERRMAN, Marcus: *Entwurf, Berechnung und Regelung magnetischer Reluktanzaktoren*, TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN, Diss., 2008
- [HH03] HOSSAIN, S.A. ; HUSAIN, I.: A geometry based simplified analytical model of switched reluctance machines for real-time controller implementation. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 18 (2003), November, Nr. 6, 1384-1389. DOI10.1109/TPEL.2003.818870. – ISSN 0885–8993

- [HHH⁺11] HAMEDOVIC, H. ; HIRCHENHEIN, A. ; HOANG, A.T. ; JOOS, K. ; KEMMER, H. ; KOENIG, J. ; NEUBERG, J. ; RAPP, H. ; SCHLUETER, R. ; WICHERT, B.: *Verfahren zum Betreiben eines Magnetventils, insbesondere Einspritzventils einer Kraftstoffeinspritzanlage*. 3. Februar 2011. – DE Patent App. DE200910028048
- [Hil05] HILLER, M.: Dynamic Torque Control for Switched Reluctances Drives based on a new Online Machine Model. In: *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*. Dresden : IEEE, 11.-14. September 2005, 10 pp. – P.10
- [HMR⁺07] HARRISON, R. J. ; MCENROE, S.A. ; ROBINSON, P. ; CARTER-STIGLITZ, B. ; PALIN, E.J. ; KASAMA, T.: Low-temperature exchange coupling between Fe₂O₃ and FeTiO₃: Insight into the mechanism of giant exchange bias in a natural nanoscale intergrowth. In: *Physical Review B* 76 (2007), 17. DOI10.1103/PhysRevB.76.174436.
- [Hoa05] HOANG, A.T.: *Verfahren zum Beurteilen des Öffnungs- und Schließverhaltens eines Magnet-Einspritzventils*. 17. November 2005. – DE Patent App. DE200410021366
- [HR12] HESLOP, David ; ROBERTS, Andrew P.: A method for unmixing magnetic hysteresis loops. In: *Journal of Geophysical Research* 117 (2012), 15. März. DOI10.1029/2011JB008859
- [HS13] HARRIEHAUSEN, Thomas ; SCHWARZENAU, Dieter: *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*. Bd. 23. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2013. – ISBN 3834817856
- [HS14a] HACKER, F. ; STIGLER, W.: *Verfahren und Vorrichtung zum Bestimmen der elektrischen Ansteuerdauer eines Kraftstoffinjektors für eine Brennkraftmaschine*. 20. November 2014. – DE Patent App. DE201310209077
- [HS14b] HASSANI, Meisam ; SHOULAIE, Abbas: Sensorless load and position estimation in linear reluctance actuator. In: *IEICE Electronics Express* 11 (2014), Nr. 2, 20130908-20130908. DOI10.1587/elex.10.20130908
- [Hub05] HUBRICH, Harald ; KENDRION MAGNETTECHNIK (Hrsg.): *Technische Erläuterungen*. <http://www.kendrion-binder.at/kendrionmt/pdf/TE.pdf>: Kendrion Magnettechnik, 21. März 2005
- [Ilm10] ILMENAU, Steinbeis Transferzentrum M.: *MagHyst - Das Messgerät*. <http://www.stz-mtr.de/maghyst/messgeraet.html>, 2010. – Zugriff: 2.10.2010

- [JA83] JILES, D.C. ; ATHERTON, D.L.: Ferromagnetic hysteresis. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 19 (1983), September, Nr. 5, 2183-2185. DOI10.1109/TMAG.1983.1062594. – ISSN 0018–9464
- [JA86] JILES, D. C. ; ATHERTON, D. L.: Theory of Ferromagnetic Hysterese. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 61 (1986), 48-60. DOI10.1016/0304-8853(86)90066-1
- [Jäg16] JÄGER GMBH: *ADwin-Gold II Produktbeschreibung*. <http://www.adwin.de/de/produkte/goldII.html>, 2016. – Zugriff: 29.01.2016
- [Jil98] JILES, D.C.: *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials, Second Edition*. Taylor & Francis, 1998. – ISBN 9780412798603
- [JS10] JACKSON, Mike ; SOLHEID, Peter: On the quantitative analysis and evaluation of magnetic hysteresis data. In: *Geochemistry, Geophysics, Geosystems* 11 (2010), Nr. 4, n/a–n/a. DOI10.1029/2009GC002932. – ISSN 1525–2027. – Q04Z15
- [JSN⁺11] JOOS, K. ; SCHLUETER, R. ; NEUBERG, J. ; KEMMER, H. ; RAPP, H. ; HAMEDOVIC, H. ; KOENIG, J. ; HOANG, A.T. ; WICHERT, B. ; HIRCHENHEIN, A.: *Verfahren und Steuergerät zum Betreiben eines Ventils*. 7. April 2011. – WO Patent App. PCT/EP2010/063312
- [JT89] JILES, D.C. ; THOELKE, J. B.: Theory of ferromagnetic hysteresis: determination of model parameters from experimental hysteresis loops. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 25 (1989), September, Nr. 5, 3928-3930. DOI10.1109/20.42480. – ISSN 0018–9464
- [JTD92] JILES, D.C. ; THOELKE, J. B. ; DEVINE, M.K.: Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 28 (1992), Januar, Nr. 1, 27-35. DOI10.1109/20.119813. – ISSN 0018–9464
- [KB09] KUCERA, Ute ; BAUMBACH, Jens: Innovativ Messen und Prüfen. In: *Transfer, Das Steinbeismagazin* 03 (2009), S. 9–10
- [Kei04] KEILIG, Ralf: *Entwurf von schnellschaltenden (hochdynamischen) neutralen Elektromagnetsystemen*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2004
- [Kel10] KELLERER, Tobias: *Realisierung eines adaptiven Reglers für das Erzeugen von beliebigen Flussdichte- und Feldstärkeverläufen in Magnetkreisstrukturen*.

- Masterarbeit, Fachgebiet Entwurf Mechatronischer Antriebe, Technische Universität Ilmenau, 2010
- [KEQ⁺08] KALLENBACH, Eberhard ; EICK, Rüdiger ; QUENDT, Peer ; STRÖHLA, Tom ; FEINDT, Karsten ; KALLENBACH, Matthias: *Elektromagnete: Grundlagen, Berechnungen, Entwurf und Anwendung*. 3., bearb. und erg. Aufl. Wiesbaden : Vieweg + Teubner Verlag, 2008. – ISBN 3835101382
- [KM88] KEYHANI, A. ; MIRI, S.M.: Nonlinear modeling of magnetic saturation and hysteresis in an electromagnetic device. In: *Electric Power Systems Research* 15 (1988), August, 15-23. DOI10.1016/0378-7796(88)90035-1
- [KMR06] KÜPFMÜLLER, Karl ; MATHIS, Wolfgang ; REIBIGER, Albrecht: *Theoretische Elektrotechnik*. Berlin : Springer Vieweg, 2006 (Springer-Lehrbuch). – ISBN 9783642379406
- [KPL⁺67] KUESER, P. E. ; PAVLOVIC, D. M. ; LANE, D. H. ; CLARK, J. J. ; M., Spewock: *Properties of magnetic materials for use in high-temperature space power systems*. Scientific and Technical Information Division, National Aeronautics and Space Administration, 1967
- [KS08] KANG, J.W.H. ; SUNWOO, M.H.S.: *Nadelhub-Abschätzvorrichtung einer Kraftstoffeinspritzdüse mit gemeinsamer Druckleitung*. 24. Dezember 2008. – DE Patent 10220388
- [KSW⁺13] KEIL, A. ; SCHRÖDER, K.H. ; WEISER, J. ; MERL, W.A. ; VINARICKY, E.: *Elektrische Kontakte, Werkstoffe und Anwendungen: Grundlagen, Technologien, Prüfverfahren*. Berlin Heidelberg : Springer, 2013 (Engineering online library). – ISBN 9783642562372
- [Küm13] KÜMMEL, F.: *Regel-Transduktoren: Theorie und Anwendungen in der Regelungstechnik*. Springer Berlin Heidelberg, 2013. – ISBN 9783642928185
- [Kus69] KUSSY, F.W.: *Elektrische Niederspannungsschaltgeräte und Antriebe*. Berlin : Technischer Verlag Cram, 1969
- [Leo98] LEONDES, Cornélisu T.: *Algorithms and architectures*. San Diego : Academic Press, 1998. – ISBN 012443861X
- [Ler12] LERCH, Reinhard: *Elektrische Messtechnik*. Bd. 6. Berlin : Springer Vieweg, 2012. – ISBN 9783642226083

- [LK15] LI, Wei ; KOH, Chang-Seop: Investigation of the Vector Jiles-Atherton Model and the Fixed Point Method Combined Technique for Time-Periodic Magnetic Problems. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 51 (2015), April, Nr. 4, 1-6. DOI10.1109/TMAG.2014.2360150. – ISSN 0018–9464
- [LMNW05] LOSA, G.A. ; MERLINI, D. ; NONNENMACHER, T.F. ; WEIBEL, E.R.: *Fractals in Biology and Medicine*. Birkhäuser Basel, 2005 (Mathematics and Biosciences in Interaction Bd. 4). – ISBN 9783764371722
- [LSG⁺90] LOCHER, J. ; SIEBERT, H.J. ; GRAF, H.D.I. ; RODRIGUEZ-AMAYA, N. ; KARLE, A. ; SCHMITT, A.D. ; TAUSCHER, J.D.I. ; ZIMMERMANN, W.D.D.I. ; BUISSON, D. ; HEHN, L. u. a.: *Verfahren zur Steuerung und Erfassung der Bewegung eines Ankers eines elektromagnetischen Schaltorgans*. 28. Juni 1990. – DE Patent App. DE19883843138
- [Mag14] MAGNET-SCHULTZ (Hrsg.): *Technische Erläuterungen für Gleichstrom-Hubmagnete*. Memmingen: Magnet-Schultz, 5. September 2014
- [MB56] MEIKLEJOHN, WH. ; BEAN, CP: New Magnetic Anisotropy. In: *Physical review* 102 (1956), Nr. 5, 1413-1414. DOI10.1103/PhysRev.102.1413. – ISSN 0031–899X
- [MS02] MOSELER, O. ; STRAKY, H.: *Verfahren zur Rekonstruktion der Ankerbewegung eines elektromagnetischen Aktors*. 14. Februar 2002. – DE Patent App. DE2000134830
- [Més08a] MÉSZÁROS, István: Decomposition of Magnetic Phases in Alloys. In: *Materials Science Forum* 589 (2008), S. 245–250
- [Més08b] MÉSZÁROS, István: Magnetic characterisation of phase transformations in trip steels. In: *Journal of Electrical engineering* 59 (2008), Nr. 7, S. 86–89
- [MSV96] MIANO, G. ; SERPICO, C. ; VISIONE, C.: A new model of magnetic hysteresis, based on stop hysterons: an application to the magnetic field diffusion. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 32 (1996), Mai, Nr. 3, 1132-1135. DOI10.1109/20.497442. – ISSN 0018–9464
- [Mül90] MÜLLER, R.: *Rauschen: Zweite, überarbeitete und erweiterte Auflage*. Springer Berlin Heidelberg, 1990 (Halbleiter-Elektronik). – ISBN 9783642615016
- [NAS⁺15] NARITA, K. ; ASANUMA, T. ; SEMBA, K. ; SANO, H. ; YAMADA, T. ; AISO, K. ; AKATSU, K.: An accurate iron loss evaluation method based on finite element

- analysis for switched reluctance motors. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, 2015, 4413-4417
- [NGD07] NEHL, T.W. ; GOPALAKRISHNAN, S. ; DENG, F.: *Direct flux control system for magnetic structures*. 19. Dezember 2007. – EP Patent App. EP20070075427
- [Nic98] NICKEL, A.B.A.: *Die Geschaltete Reluktanzmaschine als gesteuerte Drehmomentquelle*, Bundeswehruniversität München, Diss., 1998
- [NS99] NOGUÉS, J. ; SCHULLER, Ivan K.: Exchange bias. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 192 (1999), 18. März, 203-232. DOI10.1016/S0304-8853(98)00266-2
- [NZM15] NASIRI-ZARANDI, R. ; MIRSALEM, M.: Finite element analysis of an axial flux hysteresis motor based on complex permeability concept considering the saturation of the hysteresis loop. In: *Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2015 IEEE Workshop on*, 2015, 90-96
- [Ose99] OSE, Rainer ; BUCHWALD, Wolf-Peter (Hrsg.): *Elektrotechnik für Ingenieure, Band 2: Anwendungen*. München : Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, 1999. – ISBN 3446188568
- [Paw04] PAWELCZAK, Dieter: Modellgestützte sensorfreie Positionsbestimmung bei elektromagnetischen Linearaktoren. In: *12. GMA/ITG Fachtagung Sensoren und Messsysteme*. Ludwigsburg, 2004, S. 791–795
- [Paw05] PAWELCZAK, Dieter: *Nutzung inhärenter Messeffekte von Aktoren und Methoden zur sensorlosen Positionsmessung im Betrieb*, UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN, Diss., 2005
- [Phi71] PHILIPPOW, Eugen: *Nichtlineare Elektrotechnik*. Leipzig : Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G, 1971
- [Phi00] PHILIPPOW, E.: *Grundlagen der Elektrotechnik*. Berlin : Verlag Technik GmbH, 2000. – ISBN 3341012419
- [PR00] PEREZ-ROJAS, C.: Fitting saturation and hysteresis via arctangent functions. In: *Power Engineering Review, IEEE* 20 (2000), November, Nr. 11, 55-57. DOI10.1109/39.883282. – ISSN 0272-1724
- [Pre35] PREISACH, Franz: Über die magnetische Nachwirkung. In: *Zeitschrift Physik* 94 (1935), S. 277–302

- [Rad05] RADLER, Oliver: *Implementierung einer Hysteresekompensation für elektromagnetische Stellantriebe mit Kraft und Wegkontrolle*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Fachgebiet Entwurf Mechatronischer Antriebe, Diplomarbeit, 2005
- [Rad11] RADLER, Oliver: *Ein Beitrag zur Messung statischer und dynamischer Eigenschaften von elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern und deren Komponenten*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2011
- [RC04] RENN, Jyh-Chyang ; CHOU, Yen-Sheng: Sensorless Plunger Position Control for a Switching Solenoid. In: *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing* 47 (2004), S. 637–645
- [RCL96] RAHMAN, M.F. ; CHEUNG, N.C. ; LIM, Khiang W.: Position estimation in solenoid actuators. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 32 (1996), Mai, Nr. 3, 552-559. DOI10.1109/28.502166. – ISSN 0093–9994
- [RGDTO01] REIMERS, Ann ; GYIMESI, I. ; DELLA TORRE, Edward ; OSTERGAARD, D.: Implementation of the Preisach DOK magnetic hysteresis model in a commercial finite element package. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 37 (2001), sep, Nr. 5, 3362-3365. DOI10.1109/20.952614. – ISSN 0018–9464
- [Ros11] ROSENBAUM, Sören: *Entwurf elektromagnetischer Aktoren unter Berücksichtigung von Hysterese*, Tu Ilmenau, Diss., 2011
- [RPSR14] RANA, Rakesh ; PANDEY, Parul ; SINGH, R.P. ; RANA, D.S.: Positive exchange-bias and giant vertical hysteretic shift in La_{0.3}Sr_{0.7}FeO₃/SrRuO₃ bilayers. In: *Scientific Reports* 4 (2014). DOI10.1038/srep04138
- [RRT02] RONCHI, F. ; ROSSI, C. ; TILLI, A.: Sensing device for camless engine electromagnetic actuators. In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]* Bd. 2, 2002, 1669-1674 vol.2
- [RVS+06] RADLER, Oliver ; VOLKERT, Ralf ; STRÖHLA, Tom ; ZÖPPIG, Veit ; BERTRAM, Thorsten: Echtzeit-Hysteresekompensation für elektromagnetische Stellantriebe mit Kraft- und Wegkontrolle. In: *4. Paderborner Workshop Entwurf Mechatronischer Systeme. HNI-Verlagsschriftenreihe Band 189, hg. J. Gausemeier, F. Rammig, W. Schäfer, A. Trächtler und J. Wallaschek, Paderborn*, 2006, S. 235–249

- [SBO89] SPUR, G. ; BYRNE, G. ; ONIKURA, H.: The machining of soft magnetic materials with TiN coated HSS tools. In: *Zeitschrift der Gesellschaft für Feinbearbeitungstechnologie* 9 (1989)
- [Sch06] SCHULTZ, Albert W.: *Simulationsgestützter Entwurf elektromagnetischer Linearaktoren für fluidtechnische Ventile*, Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen, Diss., 2006
- [Sch14] SCHNABEL, P.: *Elektronik-Fibel*. Elektronik-Kompendium, 2014. – ISBN 9783981530216
- [Sle92] SLEMON, Gordon R.: *Electric Machines and Drives*. Addison-Wesley Publishing Company, 1992. – ISBN 0201578859
- [Soc07] SOCIETY OF AUTOMOTIVE ENGINEERS, INC.: *Gasoline Fuel Injector Spray Measurement and Characterization*. März 2007
- [SR53] SLEMON, Gordon R. ; RAWCLIFFE, G. H.: A method of approximate steady-state analysis for non-linear networks. In: *Proceedings of the IEE - Part I: General* 100 (1953), September, Nr. 125, 275-287. DOI10.1049/pi-1.1953.0060
- [SS06] STRASSACKER, Gottlieb ; SÜSSE, Roland: *Rotation, Divergenz und Gradient: Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie*. Wiesbaden : Teubner Verlag, 2006. – ISBN 3835100483
- [Sti15] STINY, L.: *Passive elektronische Bauelemente: Aufbau, Funktion, Eigenschaften, Dimensionierung und Anwendung*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015. – ISBN 9783658086527
- [Str02] STRÖHLA, Tom: *Ein Beitrag zur Simulation und zum Entwurf von elektromagnetischen Systemen mit Hilfe der Netzwerkmethod*. 1. Ilmenau : Wissenschaftsverlag Ilmenau, 2002. – ISBN 3936404003
- [Str12] STRÖHLA, Tom: *Vorteile, Potential und Grenzen einfacher Modelle im Entwurf elektromagnetischer Energiewandler im Umfeld leistungsfähiger Rechenhilfsmittel*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2012
- [Str14] STRAUSSBERG, Florian: *Parameteridentifikation zur Positionsschätzung in elektrischen Aktoren mittels diskretem Modell-Referenz Ansatz*, Hochschule Konstanz, Diplomarbeit, 2014

- [SW48] STONER, Edmund C. ; WOHLFARTH, E. P.: A Mechanism of Magnetic Hysteresis in Heterogeneous Alloys. In: *Philosophical Transactions of The Royal Society: A - Mathematical, Physical and Engineering Sciences* 240 (1948), 4. Mai, S. 599–642
- [Tak01] TAKÁCS, J.: A phenomenological mathematical model of hysteresis. In: *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering* 20 (2001), Nr. 4, 1002-1015. DOI10.1108/EUM00000000005771
- [TC69] TEBBLE, Robert S. ; CRAIK, Derek J. ; ARROWSMITH, J.W. (Hrsg.): *Magnetic Materials*. London : Wiley-Interscience, 1969. – ISBN 0471849855
- [TD99] THIES, H. ; DANNE, L.: *Verfahren zur Zustandserkennung bei einem Magnetventil*. 25. März 1999. – DE Patent App. DE1997142038
- [TKV12] TAKACAS, J. ; KOVACS, Gy. ; VARGA, L.K.: The Static Characteristic Loop and the External Demagnetizing Factor. In: *Material Sciences and Applications* 3 (2012), Oktober, S. 684–689. – DOI 10.4236/msa.2012.310100
- [TM08] TAKACS, J. ; MÉSZÁROS, I.: Separation of magnetic phases in alloys. In: *Physica B: Condensed Matter* 403 (2008), Nr. 18, 3137 - 3140. DOI10.1016/j.physb.2008.03.023. – ISSN 0921–4526
- [Unb05] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik. 1. Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*. Vieweg + Teubner Verlag, 2005 (Regelungstechnik). – ISBN 9783528213329
- [Vis13] VISINTIN, A.: *Differential Models of Hysteresis*. Berlin Heidelberg : Springer, 2013 (Applied Mathematical Sciences). – ISBN 9783662115572
- [Wei99] WEISS, L.: *Rauschen in nichtlinearen elektronischen Schaltungen und Bauelementen*, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Diss., 1999
- [WF69] WEIMER, J. ; FEICK, S.: *Gerät zur Lageerkennung von elektromagnetischen Stalleinrichtungen*. 22. August 1969. – DE Patent 19505219
- [Wil13] WILD, J.: *Die Ursache der zusätzlichen Eisenverluste in umlaufenden glatten Ringankern: Beitrag zur Frage der drehenden Hysterese*. Springer Berlin Heidelberg, 2013 (Forschungsarbeiten auf dem Gebiete des Ingenieurwesens). – ISBN 9783662021637

- [Zas10] ZASTROW, Dieter: *Elektrotechnik*. Bd. 16. Viewegs Fachbücher der Technik, 2010. – ISBN 9783834805621
- [ZVQ05] ZHAI, Y. ; VU-QUOC, L.: Analysis of power magnetic components with nonlinear static hysteresis: finite-element formulation. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 41 (2005), jul, Nr. 7, 2243-2256. DOI10.1109/TMAG.2005.848318. – ISSN 0018-9464